普通高等教育“十五”国家级规划教材配套参考书

高频电子线路辅导书

曾兴雯　刘乃安　陈　健　宫锦文　编



高等教育出版社

ISBN 7-04-016601-1



9 787040 166019 >

定价：20.00元

普通高等教育“十五”国家级规划教材配套参考书

高频电子线路辅导书

曾兴雯　刘乃安　陈健　宫锦文　编

高等教育出版社

内容简介

本书是为高等教育出版社出版的普通高等教育“十五”国家级规划教材《高频电子线路》编写的配套学习参考书。本书包括绪论、高频电路基础、高频谐振放大器、正弦波振荡器、频谱的线性搬移电路、振幅调制、解调与混频、频率调制与解调、反馈控制电路等章节，并给出了三套模拟试题。每章均包括本章主要内容概括、重点与难点讲评、典型例题分析和自测题。

本书不仅可以作为通信工程、电子信息工程及其相关专业的本科生的学习辅导教材，也可以作为有关工程技术人员的参考书。

图书在版编目(CIP)数据

高频电子线路辅导书/曾兴雯等编. —北京：高等教育出版社，2005.6

ISBN 7-04-016601-1

Ⅰ.高… Ⅱ.曾… Ⅲ.高频-电子线路-高等学校-教学参考资料 Ⅳ.TN710.2

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2005)第 029804 号

策划编辑 吴陈滨 **责任编辑** 李葛平 **封面设计** 于文燕 **责任绘图** 朱 静
版式设计 王艳红 **责任校对** 朱惠芳 **责任印制** 杨 明

出版发行	高等教育出版社	**购书热线**	010-58581118
社 址	北京市西城区德外大街 4 号	**免费咨询**	800-810-0598
邮政编码	100011	**网 址**	http://www.hep.edu.cn
总 机	010-58581000		http://www.hep.com.cn
经 销	北京蓝色畅想图书发行有限公司	**网上订购**	http://www.landraco.com
印 刷	中国农业出版社印刷厂		http://www.landraco.com.cn
开 本	787×960 1/16	**版 次**	2005 年 6 月第 1 版
印 张	15.75	**印 次**	2005 年 6 月第 1 次印刷
字 数	290 000	**定 价**	20.00 元

本书如有缺页、倒页、脱页等质量问题，请到所购图书销售部门联系调换。

版权所有 侵权必究

物料号 16601-00

前　言

“高频电子线路”是通信工程、电子信息工程以及其他相关专业的一门重要的专业基础课程，有很强的理论性、实践性、工程性。随着科学技术的快速发展，“高频电子线路”从内容和形式上都发生了很大的变化，各专业对该门课程提出了更高的要求。在研究了对该课程的需求和当前的发展状况的基础上，作者根据多年的教学和科研实践经验，编写了由高等教育出版社出版的“十五”国家级规划教材《高频电子线路》。

“高频电子线路”介于专业基础课程和专业课程之间，起到承上启下的作用。“高频电子线路”课程具有基本概念多、理论性强、非线性的分析方法和基本电路形式复杂等特点，从而给本门课程的学习增添了不少的困难。为了更好地学习“高频电子线路”这门课程，针对本门课程的特点、学习中可能遇到的困难和问题以及学生学习过程中普遍存在的问题，作者根据多年的教学实践经验，编写了这本辅导书，意在提纲挈领、抛砖引玉、答疑解惑，为更好地学习“高频电子线路”这门课程起到指导和帮助的作用。如能达到这一目的，作者将感到无限的欣慰。

本书为高等教育出版社出版的“十五”国家级规划教材《高频电子线路》(曾兴雯编)的学习指导书，与该教材的内容相对应，包括绪论、高频电路基础、高频谐振放大器、正弦波振荡器、频谱的线性搬移电路、振幅调制、解调与混频、频率调制与解调、反馈控制电路等章节，并包括三套模拟试题。各章的内容包括本章的主要内容概括、重点与难点讲评、典型例题分析和自测题。通过这些内容的学习，读者可以抓住该章内容的主要知识点的主线，弄清本章的关键问题、重点和难点。通过典型例题的分析，读者可以对一些关键问题有一个清楚的认识，掌握分析问题和解决问题的思路和方法，并对课程内容进一步地融会贯通。通过自测题和模拟试题又可以检验学习的效果和对内容的理解程度。作者希望并相信，本书对学习“高频电子线路”课程的读者将起到较好的指导和帮助作用。

本书由曾兴雯主编，参加编写的有刘乃安、陈健、宫锦文。刘乃安编写了第一、二、七章，陈健编写了第三、四章，曾兴雯编写了第五、六章，宫锦文编写了第八章。曾兴雯对全书进行了统稿。

西安电子科技大学通信工程学院的裴昌幸教授在百忙中审阅了本书，提出

了很好的意见和建议，对此我们表示深深的谢意。对在编写过程中曾予以作者帮助和支持的西安电子科技大学通信工程学院同仁表示感谢。

由于作者水平有限，本书中难免有不妥和错误之处，恳请读者批评指正。

编 者

2004 年 11 月 于西安电子科技大学

郑重声明

高等教育出版社依法对本书享有专有出版权。任何未经许可的复制、销售行为均违反《中华人民共和国著作权法》，其行为人将承担相应的民事责任和行政责任，构成犯罪的，将被依法追究刑事责任。为了维护市场秩序，保护读者的合法权益，避免读者误用盗版书造成不良后果，我社将配合行政执法部门和司法机关对违法犯罪的单位和个人给予严厉打击。社会各界人士如发现上述侵权行为，希望及时举报，本社将奖励举报有功人员。

反盗版举报电话：(010) 58581897/58581896/58581879

传　　真：(010) 82086060

E - mail：dd@hep.com.cn

通信地址：北京市西城区德外大街 4 号
高等教育出版社打击盗版办公室

邮　　编：100011

购书请拨打电话：(010)58581118

目　录

第一章　绪论 …… 1

第一节　主要内容 …… 1

第二节　重点与难点 …… 5

第三节　典型例题分析 …… 7

第四节　自测题 …… 8

第二章　高频电路基础 …… 9

第一节　主要内容 …… 9

第二节　重点与难点 …… 19

第三节　典型例题分析 …… 21

第四节　自测题 …… 28

第三章　高频谐振放大器 …… 31

第一节　主要内容 …… 31

第二节　重点与难点 …… 45

第三节　典型例题分析 …… 47

第四节　自测题 …… 55

第四章　正弦波振荡器 …… 58

第一节　主要内容 …… 58

第二节　重点与难点 …… 66

第三节　典型例题分析 …… 68

第四节　自测题 …… 77

第五章　频谱的线性搬移电路 …… 81

第一节　主要内容 …… 81

第二节　重点与难点 …… 91

第三节　典型例题分析 …… 93

第四节　自测题 …… 99

第六章　振幅调制、解调与混频 …… 102

第一节　主要内容 …… 102

第二节　重点与难点 …… 118

第三节 典型例题分析 …… 121
第四节 自测题 …… 146
第七章 频率调制与解调 …… 157
第一节 主要内容 …… 157
第二节 重点与难点 …… 168
第三节 典型例题分析 …… 171
第四节 自测题 …… 183
第八章 反馈控制电路 …… 189
第一节 主要内容 …… 189
第二节 重点与难点 …… 206
第三节 典型例题分析 …… 209
第四节 自测题 …… 224
附件一 模拟考试题一 …… 228
附件二 模拟考试题二 …… 231
附件三 模拟考试题三 …… 235
附件四 模拟考试题一答案 …… 237
附件五 模拟考试题二答案 …… 240
附件六 模拟考试题三答案 …… 243

第一章
绪　论

第一节　主 要 内 容

“高频电子线路”是无线通信系统的重要基础之一，本章介绍与高频电路有关的无线通信设备与系统、无线电信号与调制以及高频电子线路的特点。

一、无线通信系统概述

1. 无线通信系统组成

(1) 电信与无线通信

通信的目的与任务是传递消息。消息的类型很多，传输消息的方法也很多，在现代通信系统中大多以电(或光)信号的形式出现，因此，通常称为电信。传输电信号的媒质(或介质)可以是有线的，也可以是无线的，而且以无线的形式最能体现高频电路的应用。

(2) 无线通信系统的组成

无线通信(或称无线电通信)的类型也很多，可以根据传输方法、频率范围、用途等来分类。不同的无线通信系统，其设备组成和复杂度虽然有较大差异，但其电路的基本组成相差不大，主要由以下几部分电路组成，如图 1-1 所示。

- 高频振荡器(信号源、载波信号或本地振荡信号)
- 放大器(高频小信号放大器及高频功率放大器)
- 混频或变频
- 调制与解调

} 高频信号变换或处理

在发射机中，还可根据需要进行倍频或上混(变)频。接收机一般都采用超外差(Super Heterodyne)的形式，也可以是其他类型的接收机结构，如数字中频(Digital IF)结构、直接变换(Direct Conversion)结构、软件无线电(Software Radio)结构等。

在无线通信系统中通常需要某些反馈控制电路。这些反馈控制电路主要是自动增益控制(AGC)电路或自动电平控制(ALC)电路、自动频率控制(AFC)电路和自动相位控制(APC)电路(也称锁相环 PLL)以及频率合成器(FS)。

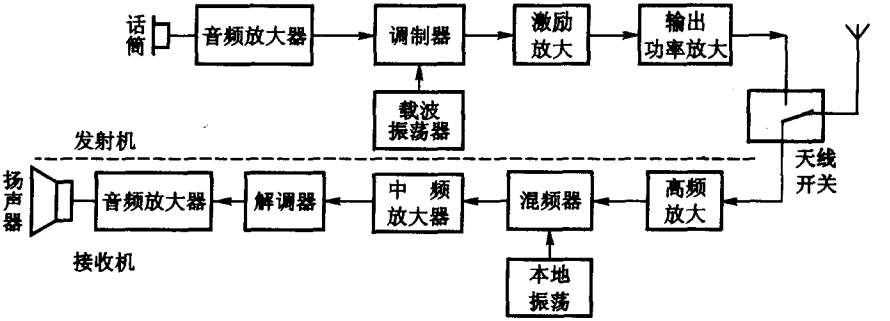


图 1－1 无线通信系统的基本组成

2. 无线通信系统的类型

按照无线通信系统中关键部分的特性不同，可以将其分为以下几种类型：

① 按照工作频段或传输手段分类，有中波通信、短波通信、超短波通信、微波通信和卫星通信等。

② 按照通信方式来分类，主要有(全)双工、半双工和单工方式。所谓单工通信，指的是只能发射或只能接收的方式；半双工通信是一种既可以发射也可以接收，但不能同时收、发的通信方式；而双工通信是一种可以同时收发的通信方式。

③ 按照调制方式的不同来划分，有调幅、调频、调相以及混合调制等。

④ 按照传送的消息类型分类，有模拟通信和数字通信，也可以分为话音通信、图像通信、数据通信和多媒体通信等。

二、无线电信号与调制

通信中用到的无线电信号主要分三种：消息信号(基带)、高频载波信号和已调信号。前者通常属于低频信号，后两者通常属于高频信号。

1. 电磁波波谱与无线电波频段划分

自然界中存在的电磁波的波谱很宽，从 0 Hz 到约 10^{30} Hz；而无线电波只是一种频率比较低(或波长比较长)的电磁波，它占据的频率范围也比较宽，大约在 30 Hz ~ 300 GHz 之间。

在自由空间中，波长与频率存在以下关系

$$c = f\lambda \tag{1-1}$$

式中，c 为光速，f 和 λ 分别为无线电波的频率和波长。

注意：无线电波的频率是一种不可再生的重要资源。

对频率或波长进行分段分别称为频段或波段。表 1－1 所示为无线电波的

频(波)段的划分表。

表 1-1 无线电波的频(波)段划分表

波段名称		波长范围	频率范围	频段名称	主要传播方式和用途
长波(LW)		$10^3 \sim 10^4$ m	30 ~ 300 kHz	低频(LF)	地波，远距离通信
中波(MW)		$10^2 \sim 10^3$ m	300 kHz ~ 3 MHz	中频(MF)	地波、天波，广播、通信、导航
短波(SW)		10 ~ 100 m	3 ~ 30 MHz	高频(HF)	天波、地波，广播、通信
超短波(VSW)		1 ~ 10 m	30 ~ 300 MHz	甚高频(VHF)	直线传播、对流层散射，通信、电视广播、调频广播、雷达
微波	分米波(USW)	10 ~ 100 cm	300 ~ 3 GHz	特高频(UHF)	直线传播、散射传播，通信、中继与卫星通信、雷达、电视广播
	厘米波(SSW)	1 ~ 10 cm	3 ~ 30 GHz	超高频(SHF)	直线传播，中继和卫星通信、雷达
	毫米波(ESW)	1 ~ 10 mm	30 ~ 300 GHz	极高频(EHF)	直线传播，微波通信、雷达

注意：表中关于频段、传播方式和用途的划分是相对而言的，相邻频段之间无绝对的分界线。不同频段信号的产生、放大和接收的方法不同，传播的能力和方式也不同，因而它们的分析方法和应用范围也不同。

2. 无线电信号的特性

(1) 时间特性

时间特性指信号随时间变化快慢的特性，通常用(电压或电流)时域波形或数学表达式来表示。信号的时间特性要求传输该信号的电路的时间特性(如时间常数)与之相适应。

(2) 频谱特性

任何形式的信号都可以分解为许多不同频率、不同幅度的正弦信号之和。谐波次数越高，幅度越小，影响就越小。频谱特性有幅频特性和相频特性两部分，它们分别反映信号中各个频率分量的振幅和相位的分布情况。任何信号都会占据一定的带宽。带宽就是从频谱特性上看信号能量主要部分(一般为90%以上)所占据的频带。不同的信号，其带宽不同。射频("高频"的广义语，指适合无线电发射传播的频率)频率越高，可利用的频带宽度就越宽，从而可以容纳的信号就越多。这是无线通信采用高频的原因之一。从频谱特性也可看出信号中各频率分量的功率分布情况。

(3) 传播特性

传播特性指的是无线电信号的传播方式、传播距离、传播特点等。不同频段的无线电信号，其传播特性不同。

传播方式主要有直射(视距)传播、绕射(地波)传播、折射和反射(天波)传播及散射传播等。决定传播方式和传播特点的关键因素是无线电信号的频率。

长波信号以地波绕射为主；中波和短波信号可以以地波和天波两种方式传播，不过，前者以地波为主，后者以天波(反射与折射)为主；超短波以上频段的信号大多以直射方式传播，也可以采用对流层散射的方式传播。

需要强调说明的是，无线电传播一般都要采用高频(射频)的另一个原因是高频适用于天线辐射和无线传播。只有当天线的尺寸大到可以与信号波长相比拟时，天线的辐射效率才会较高，这也是为什么要把低频的调制(基带)信号调制到较高的载频上的原因之一。

(4) 调制特性

要通过载波传送消息，就必须使载波信号的某一个或(几个)参数(振幅、频率或相位)随消息信号的变化而改变，这一过程就称为调制。

三种基本调制方式是振幅调制(调幅)、频率调制(调频)、相位调制(调相)，分别用 AM、FM、PM 表示。此外，还可以有组合调制方式。当用数字消息信号进行调制时，通常称为键控，三种基本的键控方式为振幅键控(ASK)、频移键控(FSK)和相移键控(PSK)。

一般情况下，高频载波为单一频率的正弦波，对应的调制为正弦调制。若载波为一脉冲信号，则称这种调制为脉冲调制。“高频电子线路”课程主要讨论的是模拟消息(调制)信号和正弦载波的模拟调制，但这些原理甚至电路完全可以推广到数字调制中去。

调制也可以实现信道复用，提高信道利用率。不同的调制信号和不同的调制方式，其调制特性也不同。

三、本课程的特点

1. 非线性

高频电子线路的核心内容和绝大部分电路都属于非线性电路，非线性电路在无线通信中主要用来实现频谱变换功能，如混频、倍频、调制和解调等。

所有包含非线性器件的电子线路都是非线性电路，但在不同的使用条件下，非线性器件表现出的非线性程度是不同的。比如，对于高频小信号放大器，由于输入的信号足够小，而且要求不失真放大；因此，其中的非线性器件可以用线性等效电路表示，也可用线性电路的分析方法进行分析。

对非线性器件的描述通常需要用多个参数，如直流跨导、时变跨导和平均跨导等，而且大都与控制变量有关。器件的非线性会使信号产生变频压缩、交

调和互调等非线性失真，它们将影响收/发信机的性能。在分析非线性器件对输入信号的响应时，不能采用线性电路中行之有效的叠加原理，而必须求解非线性方程(包括代数方程和微分方程)。对非线性电路进行严格的数学分析不仅非常困难，而且没有十分的必要。在实际应用中，一般都采用计算机辅助设计(CAD)的方法进行辅助分析。工程上也往往根据实际情况对器件的数学模型和电路的工作条件进行合理的近似，以便用简单的分析方法(如折线近似法、线性时变电路分析法、开关函数分析法等)获得具有实际意义的结果，而不必过分追求其严格性。这也是学习本课程的困难所在。

2. 基本概念、基本原理、基本分析方法和基本电路

高频电子线路中涉及的概念很多，能够实现的功能和单元电路很多，实现每一种功能的电路形式更是千差万别，分析的方法也不尽相同。因此，在学习时，要抓住各种电路之间的共性，洞悉各种功能之间的内在联系，掌握以上“四个基本”。

3. 工程实践性与系统性

本课程的一个最大特点就是工程实践性，要牢固树立这个观念，高度重视实验环节，坚持理论联系实际，在实践中积累丰富的经验。同时，注意高频电路的特殊性，如耦合、屏蔽与滤波等。高频电子线路的内容包括单元电路和系统的设计。在对单元电路进行分析、设计时要有系统观，要从整个系统的角度来考虑要求和指标，各单元电路之间的关联性可通过系统来实现。这也是在学习时要牢记的。

此外，要熟悉掌握先进的高频电子线路工具，可以采用 EDA 软件进行设计、仿真分析和电路板制作，甚至可以做电磁兼容的分析和实际环境下的仿真。

第二节 重点与难点

一、本章的重点

本章的重点内容是无线通信系统的组成与工作原理、无线电波的频段划分、“高频”的含义和无线电波的传播特性。

1. 无线通信系统的组成与工作原理

典型的无线通信系统由发射机和接收机组成，其工作原理如图 1－1 所示。从图中可以看出高频电子线路的主要研究内容。

2. 无线电波的频段划分

表 1－1 详细列出了无线电波的频段划分情况，包括频段名称、频率(波

长)范围、主要传播方式和用途，需要重点掌握。

“高频”是一个相对的概念，表 1－1 中的“高频”指的是短波频段，其频率范围为 3～30 MHz，这只是“高频”的狭义解释。而广义的“高频”指的是射频(Radio Frequency,RF)，其频率范围非常宽。只要电路尺寸比工作波长小得多，仍可用集中参数来分析实现，都可认为属于“高频”范围。就目前的技术水平来讲，“高频”的上限频率可达微波频段(如 3 GHz)。

3. 无线电波的传播特性

决定传播方式和传播特点的关键因素是无线电信号的频率。传播方式主要有直射(视距)传播、绕射(地波)传播、折射和反射(天波)传播及散射传播等。每种传播方式适用的频段、传播距离、传播衰减及稳定性等都是不同的。

二、本章的难点

本章的难点不多，主要是不同接收机的结构及其特点、高频与射频的分析方法。

① 对于传统的超外差结构，中频比信号载频低得多，因此，在中频上实现对有用信号的选择要比在载频上选择时系统对滤波器 Q 值的要求低得多，容易实现稳定的高增益放大，同时也便于解调或 A/D 转换。超外差结构的最大缺点就是组合干扰频率点多，特别是对于镜像频率干扰的抑制颇为麻烦，因此，出现了多种镜频抑制接收结构。数字中频结构就是将混频后的中频信号正交数字化，然后进行数字解调。数字中频接收的最大优点是可以共享 RF/IF 模块。由于解调和同步均采用数字化处理，所以，电路设计灵活方便，也便于产品的集成化和小型化。但是，在宽带通信中，系统需要选用高速的 A/D 转换器、宽带采样－保持电路以及速度足够快的数字处理芯片。直接转换结构就是让本地振荡频率等于载频，使中频为零(因此也称为零中频(Zero IF)结构)，也就不存在镜像频率，从而也就避免了镜频干扰的抑制问题。另外，直接转换结构中的射频部分只包含高频放大器和混频器，因此其增益低，易满足线性动态范围的要求；由于下变频得到低频基带信号，因此，只需用低通滤波器来选择信道即可，省去了价格昂贵的中频滤波器，也便于电路的集成。但是，直接转换结构也存在着本振泄漏、直流偏移、两支路不易平衡和不易匹配等缺点。

② 对于不同频段的信号采用不同的分析与实现方法。米波以上(含米波，即 $\lambda \geq 1$ m)的信号通常用集总(中)参数的方法和“路”的概念来分析与实现，而米波以下($\lambda < 1$ m)的信号一般采用分布参数的方法和“场”的概念来分析与实现。对应地，上述“高频”信号可用电路来实现，称为“高频电路”；频率很高的微波信号要用“场”来研究与实现。

第三节 典型例题分析

例 1-1 在无线通信中为什么要采用高频载波调制传输?

题意分析:对于这一问题的解答需要从两方面考虑:一是在无线通信中,如果不采用高频载波调制传输会出现什么问题;二是高频载波有何特点。结合此两方面,就可以较为容易地得出答案。

解:在无线通信中采用高频载波调制传输的主要原因有两个:

① 由于待传输信息的频率基本上都属于低频范围,因此,如果将此低频信号直接发射出去,则需要的发射和接收天线的尺寸太大,辐射效率太低,不易实现。我们知道,如果要想实现天线有效辐射,需要天线的尺寸 l 与信号的波长 λ 可以比拟,天线的尺寸为波长的十分之一以上,即 $l \geqslant \lambda/10$。对于频率为 1 kHz 的信号,需要的天线长度为 30 km,这样长的天线几乎是无法实现的。若将信号调制到 10 MHz 的载波频率上,则所需天线的长度仅为 3 m,这样的天线尺寸小,实现起来也比较容易。

② 如果传输多个信息而不进行调制,那么,它们在空中就会相互干扰,接收端无法将这些信息选择区分开来。若将不同的信息调制到频率不同但能区分开的高频载波上,就可以实现多路复用,提高频带的利用率。实际上,采用特殊的措施,如正交频分复用(OFDM)等技术,还可以进一步提高频带利用率。

此外,更高的频段可用的频带更宽,可以传输更多的信息或容纳更多的用户,频带利用率也更高。

例 1-2 在无线通信电路中,“调制”和“混频”都可以实现将一个信号从低频变换到高频,这两个概念有什么区别?

题意分析:需要从这两个概念的本质作用和电路特性两方面去考虑。

解:调制的本质是用调制信号(输入的低频信号)控制高频载波的一个或几个参数(幅度、频率、相位),使高频载波或输出已调信号的参数按照调制信号的规律变化,相当于把调制信号装到高频载波上。调制电路实质上是实现频谱非线性变换的非线性电路。

混频的本质是频率的加、减法运算,是把输入信号(可以是高频或低频、未调或已调信号)的频谱搬移到某一个频率处。混频的输出称为中频(实际上仍是高频)信号。混频电路属于准线性电路,可以按照线性电路来考虑和分析、设计。

需要注意的是,在某些情况下,实现调制和混频功能的关键都是一个乘法器,但是它们在本质上是有区别的。

第四节 自 测 题

1-1 画出无线通信收/发信机的原理框图，并说出各部分的功能。

1-2 无线通信为什么要用高频信号？

1-3 无线通信为什么要进行调制？如何进行调制？

1-4 无线电信号的频段或波段是如何划分的？各个频段的传播特性和应用情况如何？

第二章
高频电路基础

第一节 主 要 内 容

高频电路的基础主要是指高频电路中所用的基本元件、器件、组件或基本电路、基本现象、基本概念等。本章的主要内容是高频电路中的元器件、基本电路和电子噪声，有关非线性和系统的问题将分别在非线性电路的有关章节和整机电路中予以讨论。

一、高频电路中的元器件

高频电路中使用的元器件与低频电路中使用的元器件基本相同，但要注意它们的高频特性。

1. 高频电路中的元件

高频电路中的元件主要有电阻器、电容器和电感器，它们都属于无源的线性元件。

● 电阻　电阻的高频特性主要是指电抗特性(分布电容和引线电感)，它与制作电阻的材料、电阻的封装形式和尺寸的大小有密切关系。

● 电容　在高频电路中，常常使用片状电容和表面贴装电容。电容的高频特性主要是指损耗(常用损耗角 δ 或品质因数 Q_c 来表示)和自身谐振频率 *SRF* (Self Resonant Frequency)两个参数。

● 电感　电感(线圈)在高频电路中主要用作谐振元件、滤波元件和阻隔元件(称为射频扼流圈 RFC)，它一般由导线绕制而成，有多种结构。电感的高频特性也主要是指损耗(常用品质因数 Q_c 来表示)和自身谐振频率 *SRF* 两个参数。

电感线圈配合磁芯可构成高频变压器和传输线变压器。

2. 高频电路中的器件

高频电路中的器件主要有二极管、晶体管和集成电路，用于完成信号的放大、混频和非线性变换等功能。

● 二极管　二极管在高频电路中主要用于检波、调制、解调及混频等非线

性变换电路中，一般工作在低电平。二极管主要有点触式二极管和表面势垒二极管(又称肖特基二极管)两类，两者都利用了多数载流子的导电机理，具有小的极间电容、高的工作频率。常用的点触式二极管(如 2AP 系列)的工作频率可到一二百兆赫，而表面势垒二极管的工作频率可高达微波范围。

变容二极管的主要特点是其结电容随所加的反偏电压的改变而变化，表现在三个方面：结电容较大、结电容变化范围较宽和工作于反偏状态，其他特性仍表现为普通二极管的特性。变容二极管多用于调谐、振荡、混频和倍频等电路中。

PIN 二极管是在 PN 结中间增加了一层本征(I)半导体而得到的二极管，因此具有较强的正向电荷储存能力。PIN 二极管的主要特性是其高频等效电阻受正向直流电流的控制，一般用于开关、限幅、衰减和移相等电路中。

• 三极管　高频电路中的三极管主要是双极型晶体管和场效应管。双极型晶体管可分为高频小功率管和高频大功率管两类。场效应管也可分为小信号场效应管和功率场效应管两类，小信号场效应管又可以是单栅或双栅两种结构。

高频小信号(功率)晶体管或 FET 主要用于小信号的放大、振荡、调制/解调及混频等电路中，主要要求是高增益和低噪声。功率管主要用于功率放大电路，除了要求增益外，还要求有大的输出功率。

高频三极管有多种等效电路和多个参数，如混 π 等效电路与参数、Y 参数等效电路与参数、S 等效电路与参数，它们分别在不同场合下使用，相互之间可以转换。

• 集成电路(IC)　用于高频电路的集成电路(IC)分为通用型 IC 和专用 IC(ASIC)两类，通用型 IC 主要有宽带集成放大器和模拟乘法器，ASIC 主要有集成的锁相环(PLL)、FM 信号解调器、单片接收机等。另外，还有一些功率放大的组件或模块。

二、高频电路中的基本电路

高频电路中的无源组件主要有高频振荡回路、高频变压器、谐振器与滤波器等，它们实现信号传输、频率选择及阻抗变换等功能。

1. 谐振(振荡)回路

振荡回路是高频电路中应用最广的无源网络，也是构成高频放大器和振荡器的主要部件；它在电路中完成阻抗变换、信号选择等任务，并可用作负载。

(1) 简单振荡回路

只有一个回路的振荡电路称为简单振荡回路或单谐振回路，有串联谐振回路和并联谐振回路两类。串联谐振回路适用于电源内阻为低内阻(如恒压源)的情况或低阻抗的电路(如微波电路)。当频率不是非常高时，并联谐振回路应用最广。串联谐振回路和并联谐振回路的电路和特性如图 2-1 所示，表 2-1 则

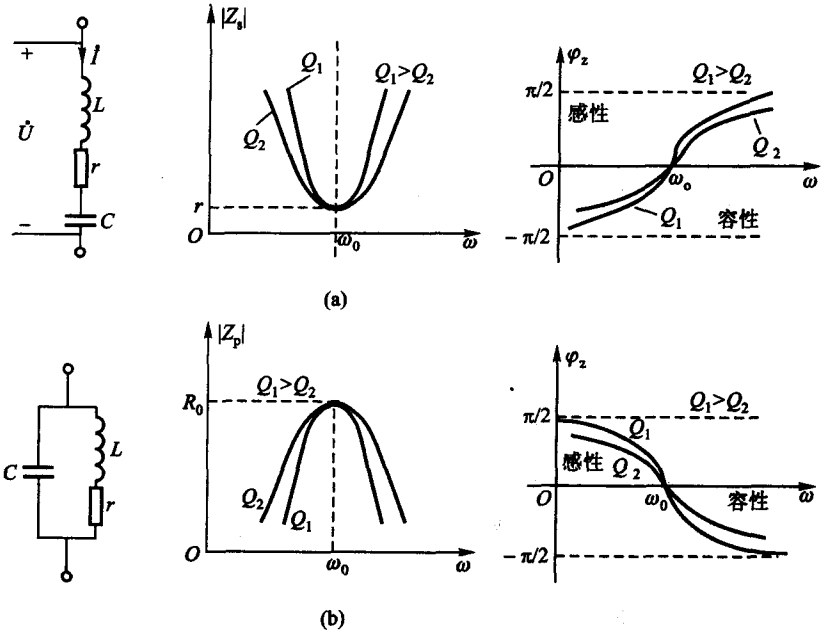


图 2－1　谐振回路及其特性

(a) 串联谐振回路及其特性；(b) 并联谐振回路及其特性

表 2－1　谐振回路特性

		串联谐振回路	并联谐振回路
阻抗		$r(1+j\xi)$	$R_0/(1+j\xi)$
幅频特性		$r\sqrt{1+\xi^2}$	$R_0/\sqrt{1+\xi^2}$
相频特性		$\arctan\ \xi$	$-\arctan\ \xi$
谐振电阻		r	R_0
谐振频率		$1/2\pi\sqrt{LC}$	$\sqrt{1-1/Q^2}/2\pi\sqrt{LC}$
Q 值		$\omega_0 L/r=1/(\omega_0 Cr)$	$\omega_0 L/r=1/(\omega_0 Cr)=R_0/(\omega_0 L)=R_0\omega_0 C$
特性阻抗		$\sqrt{L/C}$	$\sqrt{L/C}$
阻抗特性	$f>f_0$	感性	容性
	$f=f_0$	纯阻(r)	纯阻(R_0)
	$f<f_0$	容性	感性
通频带(3 dB)		f_0/Q	f_0/Q

注：式中，$\xi=[\omega L-1/(\omega C)]/r$ 为广义失谐。

列出了这两种谐振回路的特性。

(2) 抽头并联振荡回路

激励源或负载与回路的电感或电容部分连接的并联振荡回路被称为抽头并联振荡回路。常用的抽头振荡回路有多种形式，但都可以通过改变抽头位置或电容分压比来实现回路与信号源(或负载)的阻抗匹配或阻抗变换。

抽头振荡回路中最重要的一个参数是接入系数或抽头系数 p，它是回路与外电路之间的调节因子，是通过改变抽头位置或电容分压比来实现的(因此又称为电(分)压比或变比)，其定义为与外电路相连的部分电压与回路总电压之比，即

$$p = \frac{U}{U_T} \tag{2-1}$$

抽头系数 p 用元件参数表示时较为复杂，它与具体的电路状况有关，通常考虑(并联支路)窄带高 Q 的情况。对于图 2-2 (a)所示的电路，设抽头部分的电感为 L_1，若忽略两部分间的互感，则抽头系数为 $p = L_1/L$；若考虑互感，设上、下两段线圈间的互感值为 M，则抽头系数为 $p = (L_1 + M)/(L + 2M)$。对于紧耦合的线圈电感或带抽头的高频变压器，设抽头的线圈匝数为 N_1，总匝数为 N，则抽头系数为 $p = N_1/N$。

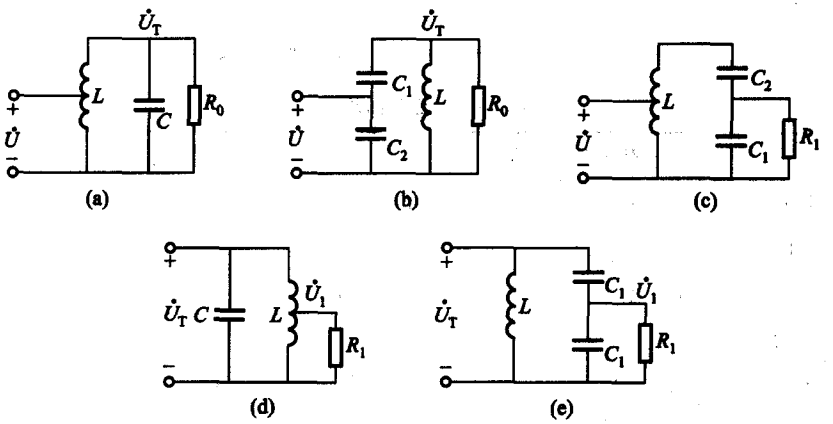


图 2-2 几种常见抽头振荡回路

对于图 2-2 (b)所示的电路，其接入系数 p 可以直接用电容比值表示为

$$p = \frac{U}{U_T} = \frac{\dfrac{1}{\omega C_2}}{\omega \dfrac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \tag{2-2}$$

(3) 耦合振荡回路

耦合振荡回路主要是指双调谐回路，通常有互感耦合和电容耦合两种，且以互感耦合为重点。耦合振荡回路在高频电路中主要用来进行阻抗转换，以完成高频信号的传输，同时还可以形成比简单振荡回路更好的频率特性。

耦合振荡回路中接有激励信号源的回路称为初级回路，与负载相接的回路被称为次级回路或负载回路。实际应用时，初、次级回路通常都对信号频率进行调谐且都为高 Q 电路。

如图 2－3 所示的互感耦合回路有如下几个主要参数：

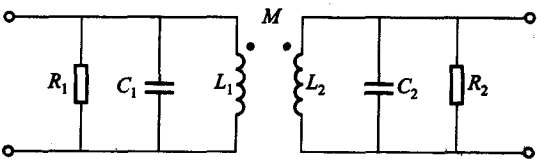


图 2－3　互感耦合电路

- 耦合系数 $k=\dfrac{M}{\sqrt{L_1L_2}}$。
- 耦合阻抗 $Z_M=j\omega M$。
- 次级回路对初级回路的反映(射)阻抗 $Z_f=\dfrac{(\omega M)^2}{Z_2}$，其中，$Z_2=r_2+j\omega L_2+\dfrac{1}{j\omega C_2}$为次级串联阻抗。
- 耦合因子 $A=kQ$，其中，Q 为初、次级回路相同时的品质因数。$A=1$ 为临界耦合，$A<1$ 为欠耦合，$A>1$ 为过耦合。
- 初、次级回路相同且为临界耦合时，回路带宽 $B_{0.707}=\sqrt{2}\dfrac{f_0}{Q}$，矩形系数 $K_{r0.1}=3.15$

注意：以上分析只限于高 Q 的窄带耦合回路。

2. 石英晶体谐振器

石英晶体是 SiO_2 的结晶体，物理特性非常稳定，具有压电效应和反压电效应的特性。晶体谐振器有一个固有的机械谐振频率，当外加电信号的频率与此自然谐振频率一致或相近时，就会产生谐振(共振和电谐振)。晶体可以在基频上谐振，也可以在高次谐波(通常是奇次谐波，又称泛音)上谐振。利用基频共振的谐振器称为基音(频)谐振器，频率通常用×××kHz 表示；利用泛音共振的谐振器称为泛音谐振器，频率通常用×××MHz 表示。目前，基音谐振频率最高能达到 25 MHz 左右，泛音谐振频率可达 250 MHz 以上。石英晶体谐振器的等效电路如图 2－4 所示，图中，L_q、C_q 和 r_q 分别为等效电感、等效电容和等效电阻，C_0 为静态的封装电容。石英晶体谐振器的电抗特性如图2－5

所示，它是在忽略 r_q 的前提下得出的。

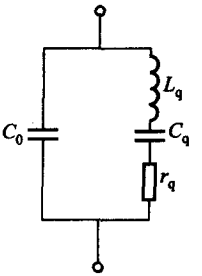


图 2-4 石英晶体谐振器的等效电路

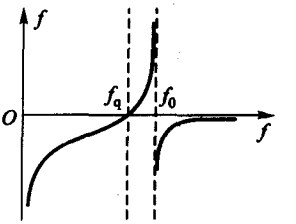


图 2-5 石英晶体谐振器的电抗特性

晶体谐振器有两个谐振频率，即串联谐振频率 f_q 和并联谐振频率 f_0

$$f_q = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_q}} \tag{2-3}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q \dfrac{C_0 C_q}{C_0 + C_q}}} = f_q\sqrt{1 + \frac{C_q}{C_0}} \tag{2-4}$$

一般情况下，L_q 为几到几百亨；C_q 很小，在 10^{-3} pF 左右；r_q 约为几到几百欧姆；C_0 通常为几皮法。因此，$C_q \ll C_0$，f_q 与 f_0 相差很小。

在 f_q 和 f_0 之间，谐振器呈感性，等效为一个非线性电感；在 f_q 和 f_0 之外，谐振器呈容性。

晶体谐振器与一般振荡回路相比有以下几个特点：①Q 值非常高，可达数万；②接入系数非常小，为 10^{-3}数量级；③回路等效参数由晶体的物理尺寸决定，受外界因素的影响小；④在工作频率附近，阻抗变化率大，并有很高的并联谐振阻抗。这些特点决定了晶体谐振器的频率稳定度高。

晶体谐振器主要用于晶体振荡器中，也可以用于滤波器中，只不过频带窄而已。此外，晶体谐振器还可以用于鉴频器中等。

3. 其他高频组件

在高频的基本电路中，还有很多种组件，如各种集中滤波器、高频匹配器和衰减器等。集中滤波器主要有陶瓷滤波器、晶体滤波器和声表面波(SAW)滤波器等。利用电阻网络可以制成衰减器和具有一定衰减的匹配器组件。在高频电路中，匹配器或衰减器的终端阻抗和线路的匹配阻抗通常有 50 Ω 和 75 Ω 两种。

三、电子噪声及其特性

1. 干扰与噪声

电子设备的性能在很大程度上与干扰和噪声有关，各种外部干扰的存在就会大大影响接收机的性能指标。所谓干扰(或噪声)，就是除有用信号以外的一切不需要的信号及各种电磁骚动的总称。习惯上，外部来的称为干扰，内部产生的称为噪声，它们通常都具有随机特性。

2. 电阻热噪声

电阻热噪声是由电阻内部电子的无规则热运动产生的，它与电子的有规则运动(直流电流)无关。电阻热噪声表现为电阻两端的瞬时电动势的随机起伏变化，但从一段时间来看，由于出现正、负电压的概率相等，所以该起伏的平均电压为零。温度 T 增加，电阻热噪声增加。

设电阻 R 两端的瞬时噪声电动势为 u_n，则 u_n 服从正态分布(高斯分布)，即其概率密度 $p(u_n)$为

$$p(u_n)=\frac{1}{\sqrt{2\pi U_n^2}}\exp\left(-\frac{1}{2}\frac{u_n^2}{U_n^2}\right) \tag{2-5}$$

式中，U_n^2 为电阻 R 两端噪声电压的均方值，即

$$U_n^2=\lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_0^T u_n^2\mathrm{d}t=4kTBR \tag{2-6}$$

式中，$k=1.38\times10^{-23}$J/K 为玻耳兹曼常数，B 为测量此电压时的带宽，T 为热力学温度(K)，这就是奈奎斯特公式。均方根 $U_n=\sqrt{4kTBR}$表示的是起伏电压交流分量的有效值。具有这种分布的噪声称为高斯噪声。

电阻的热噪声可以用如图 2-6 所示的等效电路表示，图中，$G=1/R$。

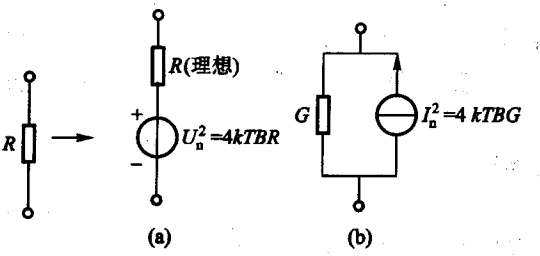


图 2-6　电阻热噪声等效电路

(a) 等效电路；(b) 电流源电路

电阻热噪声也是一种噪声功率源。在电路匹配时，此功率源输出的最大噪声功率为 kTB，其中，B 为测量此噪声时的带宽。噪声功率谱密度就是单位频

带(1 Hz 带宽)内的最大噪声功率，为 kT，它与观察的频带范围无关，也与电阻值 R 无关，它是任意电阻的最大输出噪声功率。因此，热噪声是白噪声。

定义均方电压谱密度和均方电流谱密度分别为对应于单位频带内的噪声电压均方值与噪声电流均方值，它们分别为

$$S_U = 4kTR \tag{2-7}$$

$$S_I = 4kTG \tag{2-8}$$

单位分别为 V^2/Hz 和 A^2/Hz。

多个电阻混联(温度相同)时的热噪声等于混联后的总电阻 R 产生的热噪声。热噪声通过有频响的线性网络时，热噪声可以用等效噪声带宽来计算。假设线性电路的传输函数为 $H(j\omega)$，$|H(j\omega)|$ 的最大值为 H_0，则等效噪声带宽 B_n 为

$$B_n = \frac{\int_0^\infty |H(j\omega)|^2 df}{H_0^2} \tag{2-9}$$

其关系如图 2-7 所示。在上式中，分子为曲线 $|H(j\omega)|^2$ 的面积，因此，噪声带宽的意义是，使 H_0^2 和 B_n 为两边的矩形面积与曲线下的面积相等。B_n 的大小由实际特性 $|H(j\omega)|^2$ 决定，而与输入噪声无关。一般情况下，B_n 不等于实际特性的 3 dB 带宽 $B_{0.707}$。只有实际特性接近理想矩形时，以上两者数值上才接近相等。知道系统的噪声带宽对计算和测量噪声都是很方便的。

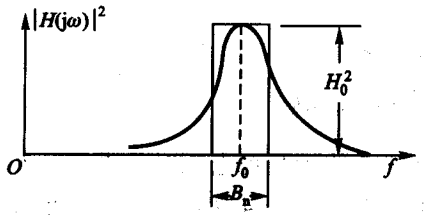


图 2-7 线性系统的等效噪声带宽

对于多级单调谐回路，级数越多，传输特性越接近于矩形，B_n 越接近于 $B_{0.707}$。对于临界耦合的双调谐回路，$B_n = 1.11B_{0.707}$。对于其他线性系统，如低通滤波器、多级回路或集中滤波器，均可以用同样的方法计算等效噪声带宽。

3. 晶体管的噪声

晶体三极管的噪声包括某些分布电阻的热噪声、由于 PN 结中载流子随机起伏流动产生的散弹噪声、由于集电极电流和基极电流的分配起伏变化而产生的分配噪声和由于半导体材料缺陷及制造工艺水平有限造成表面清洁处理不好而引起的闪烁噪声(即 $1/f$ 噪声)。前两者均为白噪声，而后两者都是有色噪声；闪烁噪声主要在低频(如几千赫以下)范围起主要作用。

在场效应管中，由于其工作原理不是靠少数载流子的运动，因而散弹噪声的影响很小。场效应管的噪声有以下几方面的来源：沟道电阻产生的热噪声；沟

道热噪声通过沟道和栅极电容的耦合作用在栅极上的感应噪声；闪烁噪声等。

四、噪声系数与噪声温度

噪声系数或噪声温度是衡量线性电路(如放大器)或系统(如接收机)噪声性能的重要参数。用噪声系数可以比较不同电路噪声性能的好坏，也可以据此进行测量。

1. 噪声系数

(1) 定义

对于一个线性四端网络，其噪声系数的定义为输入端的信号噪声功率比$(S/N)_i$与输出端的信号噪声功率比$(S/N)_o$的比值，即

$$N_F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \tag{2-10}$$

设 K_P ($K_P = S_o/S_i$)为线性网络的功率传输系数(或功率放大倍数)，N_a 为表现在输出端的内部附加噪声功率，则式(2-10)可以表示为

$$N_F = \frac{N_o}{N_i K_P} = \frac{N_i K_P + N_a}{K_P N_i} = 1 + \frac{N_a}{K_P N_i} \tag{2-11}$$

可见，噪声系数等于归于输出端的总输出噪声与输入的噪声在输出端的噪声功率之比。用 dB 表示的噪声系数为

$$N_F = 10 \lg N_F = 10 \lg \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} \tag{2-12}$$

由于$(S/N)_i$总是大于$(S/N)_o$，故噪声系数的数值总是大于 1，其 dB 数总为正。理想(无噪)系统的噪声系数为 1 (0 dB)。

噪声系数表示的是信号和噪声通过系统后，系统的附加噪声使信噪比变坏的程度，其定义只适用于线性或准线性系统。噪声系数与输入信号的大小无关，只与输入的噪声功率 N_i 有关。对同一线性电路，N_i 不同，N_F 就不同。N_F 与负载 R_L 无关，即与 R_L 开路、短路、是否匹配等无关，因此，可用开路电压法或短路电流法来计算 N_F。N_F 的定义也有一定的局限性，如 N_F 与 R_S 有关，N_F 对纯电抗无意义，数量变化不十分明显等。

(2) 噪声系数的计算

- 按定义计算

噪声系数的计算都是根据其定义进行的，如式(2-10)、(2-11)和式(2-12)。

- 开路电压法和短路电流法

根据噪声系数的定义，输出端的阻抗匹配与否并不影响噪声系数的大小，也就是说，噪声系数与输出端所接负载的大小(包括开路或短路)无关。因此，

噪声系数也可表示成输出端开路时的两均方电压之比或输出端短路时的两均方电流之比，即

$$N_F = \frac{U_{no}^2}{U_{nio}^2} \tag{2-13}$$

或

$$N_F = \frac{I_{no}^2}{I_{nio}^2} \tag{2-14}$$

式中，U_{no}^2和I_{no}^2分别是网络输出端开路和短路时总的输出均方噪声电压和电流；U_{nio}^2和I_{nio}^2分别是网络输出端开路和短路时理想网络的输出均方噪声电压和电流。这两种计算噪声系数的方法分别称为开路电压法和短路电流法。

● 额定功率法

额定功率(资用功率或可用功率)是指信号源所能输出的最大功率，它只取决于信号源本身的内阻和电动势两个参数，而与输入电阻和负载无关。

根据噪声系数的定义，并用额定功率表示实际功率，得

$$N_F = \frac{P_{smi}/N_{mi}}{P_{smo}/N_{mo}} = \frac{N_{mo}}{K_{Pm}N_{mi}} = \frac{N_{mo}}{K_{Pm}kTB} = 1 + \frac{N_{mn}}{K_{Pm}kTB} \tag{2-15}$$

式中，P_{smi}和P_{smo}分别为输入和输出的信号额定功率，N_{mi}和N_{mo}分别为输入和输出的噪声额定功率，N_{mn}为网络内部的最大输出噪声功率。

● 无源网络的噪声系数

如图2-8所示，对于无源四端网络(它可以是振荡回路，也可以是电抗、电阻元件构成的滤波器、衰减器等)，由于在输出端匹配时(噪声系数与输出端的阻抗匹配与否无关，考虑匹配时较为简单)，输出的额定噪声功率N_{mo}也为kTB，因此，其噪声系数为

$$N_F = \frac{1}{K_{Pm}} = L \tag{2-16}$$

式中，L为网络的衰减倍数。上式表明，无源网络的噪声系数恰好等于网络的衰减倍数。

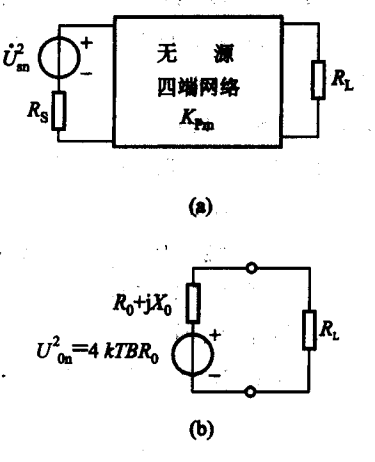


图2-8 无源四端网络的噪声系数
(a) 应用电路图；(b) 等效电路图

● 级联四端网络的噪声系数

在多级四端网络(可以是无源网络，也可以是线性放大器、混频器等)级联后，若已知各级网络的噪声系数和额定功率增益，就能十分方便地求得级联四端网络的总噪声系数。

设第一级、第二级、…的噪声系数和额

定功率增益分别为 N_{F1}、N_{F2}、…和 K_{Pm1}、K_{Pm2}、…，则级联后总的噪声系数为

$$N_F = N_{F1} + \frac{N_{F2}-1}{K_{Pm1}} + \frac{N_{F3}-1}{K_{Pm1}K_{Pm2}} + \cdots \tag{2-17}$$

由上式可知，当网络的额定功率增益远大于 1 时，系统的总噪声系数主要决定于第一级的噪声系数，越是后面的网络，对噪声系数的影响就越小。因此，对第一级来说，不但希望其噪声系数小，也希望其增益大，以便减小后级噪声的影响。

(3) 噪声系数与灵敏度

接收机灵敏度是指维持接收机输出端一定输出信噪比时接收机必需的最小输入信号电压或功率。

设接收机要求的输出信噪比为 $(S/N)_o$，接收机前端电路的噪声系数为 N_F，则要求输入信号功率为

$$S_i = N_F N_i \left(\frac{S}{N}\right)_o \tag{2-18}$$

设信号源的内阻为 R_S，$N_i = kTB$，则所需的最小信号电压为

$$U_s = \sqrt{4R_S S_i} = \sqrt{4kTBR_S N_F \frac{S_o}{N_o}} \tag{2-19}$$

因此，提高接收机灵敏度(即降低 S_i 的值)的途径有两条：一个是尽量降低接收机的噪声系数 N_F，另一个是降低接收机前端设备的温度 T。

2. 噪声温度

在低噪声系统(如卫星地面站接收机)中，往往用“噪声温度”来衡量系统的噪声性能。将线性电路的内部附加噪声折算到输入端，此附加噪声可以用提高信号源内阻上的温度来等效，这就是“噪声温度”，即

$$N_F = 1 + \frac{kT_e B}{N_i} = 1 + \frac{kT_e B}{kTB} = 1 + \frac{T_e}{T} \tag{2-20}$$

$$T_e = (N_F - 1)T \tag{2-21}$$

第二节　重点与难点

一、本章的重点

本章的重点内容主要是高频振荡回路(包括简单振荡回路、抽头并联回路和耦合振荡回路)、石英晶体及其特性、电子噪声特性、噪声系数及其计算。

① 选频与阻抗变换是射频系统需要重点考虑的内容，而高频振荡回路就

具有选频滤波和阻抗变换这两种功能，因此，高频振荡回路是本章的一个重点内容。高频振荡回路主要由电感、电容及其相互耦合形成，其关键参数主要有电感值、电容值、Q 值(空载 Q 值和有载 Q 值)、接入系数、耦合系数等。高频振荡回路的主要技术指标有中心频率、通频带(3 dB 带宽)及带内波动、选择性(矩形系数)、相频特性、插入损耗和输入阻抗、输出阻抗等。高频振荡回路有多种形式，不同形式具有不同的特性。

② 由石英晶体制成的晶体谐振器具有优良的特性。由于晶体谐振器的标准性好、Q 值很高、接入系数很小，所以可以作为谐振电路、滤波电路等来使用，其等效电路、电抗特性等都是非常重要的。

③ 电阻热噪声是电子噪声的基础，也是高频电路中最基本的噪声，弄清其成因、特性及其计算方法对高频电路乃至无线通信系统的设计与分析都有十分重要的意义。

④ 噪声系数是衡量线性电路或系统内部引入噪声大小的参数，掌握噪声系数的定义、实用性和局限性以及计算方法，对整个电路或接收机的噪声、接收灵敏度的规划与设计都有重要的意义。

二、本章的难点

本章的难点表现在高频振荡回路中多个参数之间的关系、阻抗匹配与阻抗变换、等效噪声带宽和噪声系数等几个方面。

① 对于简单振荡回路，要求掌握和深刻理解中心频率、品质因数、特性阻抗、归一化幅频特性、相频特性、谐振电阻、广义失谐、通频带、矩形系数等参数之间的关系。对于抽头并联回路和耦合振荡回路的要求分别增加了接入系数和耦合系数参数，也多了一个可调节的因子。需要注意的是，接入系数的定义是有条件的，即在窄带、高 Q 值的情况下才是有效的(通常情况下都满足此条件)；对于并联支路不满足高 Q 值的情况，必须用第三章介绍的串—并联阻抗互换公式进行计算。

② 只有满足了阻抗匹配条件，才能使电路高效传输，降低损耗，改善噪声系数，提高系统性能。阻抗匹配是目的，阻抗变换是手段。高频电路中的阻抗匹配和阻抗变换是在相邻电路之间以及与信号源或负载之间进行的。阻抗匹配需要在设计电路时考虑，具体地可以用匹配器或阻抗变换实现。

阻抗变换最好是无损耗的，至少应该是低损耗的。因此，阻抗变换的电路或方法大多采用变压器、无损耗的集中参数电抗元件(电感、电容)及由它们组成的各种高频振荡回路。也有采用电阻元件的，但这种电路或方法都会引入一定的损耗，应尽量避免。

由并联振荡回路的并联谐振电阻与电感支路的串联电阻的关系可以得出

串—并联阻抗等效变换的公式，本书第三章对此会有专门的讲解。本章讨论的阻抗变换主要是抽头回路和变压器的阻抗变换。阻抗变换包括电阻(电导)变换和电抗变换，这种变换分别与接入系数或变压器变比的平方成正比和反比的关系。而对于信号源的折合或等效变换，是与接入系数或变压器变比直接成正比或反比关系的。

③ 由于噪声通过的线性系统(如接收机的频带放大系统)都不具有理想的滤波特性，因此，本章引入了等效噪声带宽 B_n，这样就可以很方便地进行噪声的计算和测量。有关噪声系数的定义原则、定义方法、含义、特点及局限性等内容，在教材中都有非常明确的讲解。这里需要说明的是，要把噪声系数的含义搞清楚，就需要把以上内容都搞清楚。计算噪声系数的方法很多，不同的方法适用的场合不尽相同，但各种方法的根本依据都是噪声系数的定义。

第三节　典型例题分析

例 2－1　如图 2－9 所示的并联谐振回路，信号源与负载都为部分接入。已知 R_S、R_L，并已知回路参数 L、C_1、C_2 和空载品质因数 Q_0，求

① f_0 与 $B_{0.707}$；

② R_L 不变时，要求总负载与信号源的阻抗匹配，应如何调整回路参数？

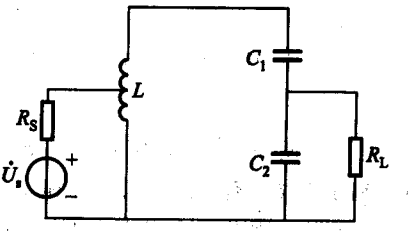


图 2－9　例 2－1 图

题意分析：并联谐振回路是高频电路中最基本、最重要的电路之一，其基本参数与特性是非常重要的，对这些内容一定要十分熟练地掌握。本题主要就是考查这部分内容。另外，题目考查的内容还有抽头接入回路、接入系数、阻抗变换和匹配的概念。在求带宽(通频带)时，还要注意有载 Q 值和空(无)载 Q 值的区别。

解：① 计算 f_0 与 $B_{0.707}$

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

对于 $B_{0.707}$，先考虑空载时的情况

$$B_{0.707} = \frac{f_0}{Q_0}$$

再考虑有载时的情况。这里不考虑信号源，设 R_L 对回路的接入系数为 p_2，则

$$p_2 = \frac{1/(\omega C_2)}{1/(\omega C)} = \frac{C}{C_2} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

把 R_L 折合到回路两端，变为 R'_L，即

$$R'_L = \frac{R_L}{p_2^2}$$

回路本身的并联谐振电阻 $R_0 = Q_0\omega_0 L$，它与 R'_L 并联，构成总的回路负载 R'_0，即

$$R'_0 = R_0 /\!/ R'_L = \frac{Q_0\omega_0 L R_L}{p_2^2\left(Q_0\omega_0 L + \dfrac{R_L}{p_2^2}\right)}$$

因此，有载 Q 值为

$$Q_L = \frac{R'_0}{\omega_0 L} = \frac{Q_0 R_L}{p_2^2\left(Q_0\omega_0 L + \dfrac{R_L}{p_2^2}\right)}$$

$$B_{0.707} = \frac{f_0}{Q_L}$$

考虑信号源时，也可以求得考虑 R_S 的影响后的回路带宽 $B_{0.707}$。

② 设信号源对回路的接入系数为 p_1，则总负载被折合到信号源处，变为

$$R''_0 = p_1^2 R'_0$$

若要使 R''_0 与 R_S 匹配，即 $R''_0 = R_S$，则需调整 R''_0。由于 R_L 不变，所以可调整的参数只有 p_1、p_2、Q_0 和 L。但实际上，L 及 Q_0 一般不变，而且回路 f_0 也不能变。因此，总负载与信号源的阻抗匹配可通过调整 p_1 和 p_2 来实现。调整 p_1 就是调整 L 的抽头位置，调整 p_2 就是调整 C_1 和 C_2。需要注意的是，调整 C_1 和 C_2 时要保持 C 不变。

讨论：一般地，阻抗变换时，若由回路的低端折合到高端(部分接入到全接入)，则电阻增加，即除以 p_i^2(因为 p 通常不大于1)；反之，则乘以 p_i^2(i = 1,2)。计算此类题目时，要特别注意所有负载对 Q 值、通频带等参数的影响。

例 2-2 求如图 2-10 所示的网络输出至负载电阻 R_L 上的噪声功率和额定噪声功率。

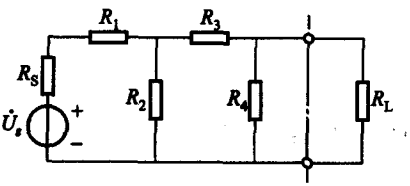


图 2-10 例 2-2 图

题意分析：本题所涉及的网络为纯电阻网络，因此，所讨论的噪声问题肯定是热噪声问题。从题意来看，本题是要求计算纯电阻网络的热噪声功率。热噪声功率与噪声均方电压或均方电流有关，计算十分简单。需要注意的是，均方噪声电压或

电流是交流形式的均方值，因此，计算功率时不需要乘以 1/2 的系数；此外，U_s 为信号源而非噪声源。

解：网络总的等效电阻为

$$R = [(R_S + R_1) /\!/ R_2 + R_3] /\!/ R_4$$
$$= \frac{[R_2(R_S + R_1) + R_3(R_1 + R_S + R_2)]R_4}{R_2 + R_1 + R_S + R_3 + R_4 + (R_1 + R_S)(R_3 + R_4)}$$

网络输出的噪声功率为

$$N = \left(\frac{R_L}{R + R_L}\right)^2 U_n^2 / R_L = \left(\frac{R_L}{R + R_L}\right)^2 4kTBR / R_L = \frac{4kTBRR_L}{(R + R_L)^2}$$

当 $R = R_L$（匹配）时，N 达到最大值 N_{max}，即

$$N_{max} = \frac{4kTBR^2}{(2R)^2} = kTB$$

讨论：① 对于纯电阻网络，各个电阻产生的热噪声等效为网络的总的等效电阻产生的热噪声（包括均方噪声电压、电流或功率）。

② 纯电阻网络或电阻产生的最大噪声功率，即额定噪声功率为 kTB。

例 2－3　求如图 2－11 所示电路的等效噪声带宽 B_n 和噪声电压均方值 U_n^2。

题意分析：本题是一个非常简单的线性网络，实际上只有信号源内阻 R_S 和电容 C。可以认为 R_S 和 C 是并联关系；也可以把 R_S 和 C 作为一个线性系统考虑。R_S 的热噪声即为噪声源；此题就成为噪声通过线性系统的问题。

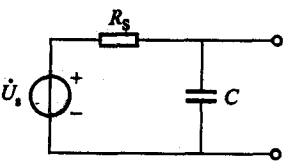


图 2－11　例 2－3 图

此题要考查的内容非常明确，主要就是等效噪声宽带。

解：第一种方法：认为 R_S 和 C 是并联关系，利用“纯电抗元件不产生热噪声”的概念求解。

设 R_S 与 C 并联后的总阻抗为 Z，则

$$Z = \frac{R_S \dfrac{1}{j\omega C}}{R_S + \dfrac{1}{j\omega C}} = \frac{R_S}{1 + (\omega CR_S)^2} - \frac{j\omega CR_S}{1 + (\omega CR_S)^2}$$

Z 的实部为纯电阻，虚部为纯电抗。只有电阻部分才会产生热噪声，产生的热噪声电压均方值为

$$U_n^2 = 4kT\int_0^\infty \mathrm{Re}(Z)\mathrm{d}f = 4kT\int_0^\infty \frac{R_S}{1 + (\omega CR_S)^2}\mathrm{d}f$$

$$= \frac{4kTR_S}{2\pi R_S C}\arctan(2\pi f R_S C)\Big|_0^{\infty} = \frac{2kT}{\pi C}\cdot\frac{\pi}{2} = \frac{kT}{C}$$

第二种方法：按噪声通过线性系统求解。此线性系统的传输函数为

$$H(j\omega) = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R_S + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega R_S C}$$

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + (\omega R_S C)^2}$$

$$|H(j\omega)|^2_{max} = 1$$

设输入和输出噪声的均方电压谱密度分别为 S_{Ui} 和 S_{Uo}，则

$$S_{Ui} = 4kTR_S$$

$$S_{Uo} = |H(j\omega)|^2 S_{Ui} = \frac{4kTR_S}{1 + (\omega R_S C)^2}$$

$$U_n^2 = \int_0^{\infty} S_{Uo}\mathrm{d}f = 4kTR_S\int_0^{\infty}\frac{1}{1 + (\omega R_S C)^2}\mathrm{d}f = \frac{kT}{C}$$

$$B_n = \frac{\int_0^{\infty}|H(j\omega)|^2\mathrm{d}f}{|H(j\omega)|^2_{max}} = \frac{1}{4R_S C}$$

讨论：对于此类题目，除了弄懂噪声和等效噪声带宽的基本概念以外，最关键的还在于求线性系统的传输函数，而数学运算并不困难。

例 2－4 计算图 2－12 虚框内电路的噪声系数。

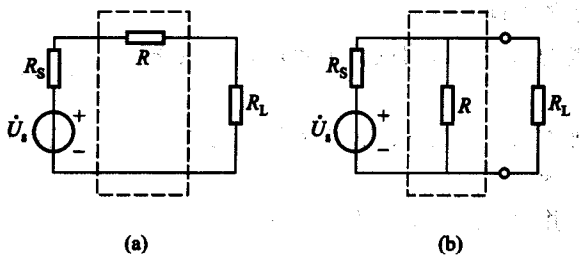


图 2－12 例 2－4 图

(a) 串联；(b) 并联

题意分析：本题题意十分明确，就是要求计算网络的噪声系数 N_F。但是要注意这种网络的特殊性——纯电阻网络，N_F 的计算方法很多，都可以采用。题目没有指明用何种方法，可以根据自己的爱好自由选择。此外，本题的两个网络都十分简单，目的只是为了说明计算 N_F 的方法而已。

解：对于图 2－12 (a)所示的电路

（1）开路电压法

将 R_L 开路，在输出端总的均方噪声电压为 $U_{no}^2 = 4kTB(R + R_S)$，式中，$R + R_S$ 为从负载向左看得到的总的戴维宁等效电阻。

因为网络内部的噪声在输出端为 $U_{nno}^2 = 4kTBR$，输入端 R_S 的噪声传至输出端变为 $U_{nio}^2 = 4kTBR_S$，所以

$$N_F = \frac{U_{no}^2}{U_{nio}^2} = 1 + \frac{U_{nno}^2}{U_{nio}^2} = 1 + \frac{R}{R_S}$$

（2）短路电流法

将 R_L 短路，有

$$I_{no}^2 = 4kTB/(R + R_S)$$

因为

$$I_{nno}^2 = 4kTBR/(R + R_S)^2$$

$$I_{nio}^2 = 4kTBR_S/(R + R_S)^2$$

式中，$\frac{1}{R + R_S}$为等效总电导，所以

$$N_F = 1 + \frac{R}{R_S}$$

（3）额定功率法

在输出端，等效戴维宁电路参数为

$$U'_s = U_s,\quad R_o = R_S + R$$

因为

$$S_{im} = \frac{U_s^2}{4R_S}$$

$$S_{om} = \frac{U'^2_s}{4R_o} = \frac{U_s^2}{4(R_S + R)}$$

所以

$$N_F = \frac{S_{im}}{S_{om}} = \frac{R_S + R}{R_S} = 1 + \frac{R}{R_S}$$

对于图 2－12（b）所示的电路

（1）开路电压法

将 R_L 开路，有

$$U_{no}^2 = 4kTB\left(\frac{RR_S}{R + R_S}\right)$$

因为

$$U_{nno}^2 = 4kTBR\left(\frac{R_S}{R + R_S}\right)^2$$

$$U_{nio}^2 = 4kTBR_S\left(\frac{R}{R + R_S}\right)^2$$

所以

$$N_F = 1 + \frac{U_{nno}^2}{U_{nio}^2} = \frac{U_{no}^2}{U_{nio}^2} = 1 + \frac{R_S}{R}$$

（2）短路电流法

将 R_L 短路，有

$$I_{no}^2 = 4kTB\frac{1}{R_S /\!/ R} = 4kTB\frac{R_S + R}{R_S R}$$

因为

$$I_{nno}^2 = 4kTB\frac{1}{R}$$

$$I_{nio}^2 = 4kTB\frac{1}{R_S}$$

所以

$$N_F = \frac{I_{no}^2}{I_{nio}^2} = 1 + \frac{I_{nno}^2}{I_{nio}^2} = 1 + \frac{R_S}{R}$$

（3）额定功率法

在输出端，等效戴维宁电路参数为

$$U_s' = \frac{R_S}{R + R_S}U_s,\quad R_o = \frac{RR_S}{R + R_S}$$

所以

$$S_{im} = \frac{U_s^2}{4R_S}$$

$$S_{om} = \frac{U_s'^2}{4R_o} = \frac{RU_s'}{4R_S(R + R_S)}$$

所以

$$N_F = \frac{S_{im}}{S_{om}} = \frac{R_S + R}{R} = 1 + \frac{R_S}{R}$$

讨论：① 在对均方电压或电流的处理过程中，由于它们都是平方关系，因此，无论是电压与电流转换，还是分压系数与分流系数转换，都要是平方关系。

② 一般情况下，分析串联形式的电路用开路电压法较简单，分析并联形式的电路用短路电流法较为方便。但当电路较为复杂时，这两种方法都不如额定功率法简便。需要注意的是，额定功率法只适用于纯电阻网络或无源网络。

例 2－5 已知接收机的输入阻抗为 50 Ω，噪声系数为 6 dB。用一个 10 m 长、衰减量为 0.3 dB/m，阻抗为 50 Ω 的电缆将接收机连至天线。试问总的噪声系数为多少？

题意分析：本题明确指出是求噪声系数，但整个系统是一个什么样的结构呢？根据题中描述可知，该系统是一个将天线通过一段电缆连接至接收机的系统。天线的任何参数都未给定，说明该系统应是从天线与电缆的连接处开始，直到接收机部分。可以认为它是一个两级网络级联而成的，第一级为电缆，第二级为接收机。电缆有衰减，也就会引入噪声。这样，本题的题意已明，即计算级联网络的噪声系数。

解：电缆衰减量为

$$L \doteq 0.3\ \text{dB/m} \times 10\ \text{m} = 3\ \text{dB} = 2$$

这就是第一级网络的噪声系数 N_{F1}，而第一级网络的功率增益 $K_{Pm1}=\frac{1}{L}=\frac{1}{2}$。

所以
$$N_F = N_{F1} + \frac{N_{F2}-1}{K_{Pm1}} = 2 + \frac{4-1}{\frac{1}{2}} = 8$$

讨论：题意已明，计算十分简单，但需要注意以下问题：

① 电缆与接收机要匹配(实际上还要与天线匹配)。若不匹配，就会引起反射，引入更大的衰减或噪声。

② 明确无源纯电阻网络的噪声系数、衰减量和功率增益之间的关系。

③ 这里假设的是两个网络的等效噪声带宽一致，否则就要按噪声系数的定义来计算，请参看例 2-6。

例 2-6　两个四端网络级联。设两个网络的噪声系数、额定功率增益和等效噪声带宽分别为 N_{F1}、N_{F2}，K_{P1}、K_{P2}和 B_{n1}、B_{n2}，$B_{n1}\leqslant B_{n2}$两个网络的合成等效噪声带宽为 B_n，如图 2-13 所示。求级联网络的总噪声系数。

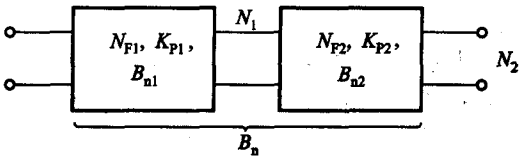


图 2-13　例 2-6 图

题意分析：本题也是求级联网络的噪声系数，但这里的两级网络的等效噪声带宽不同，因此，不能简单地套用多级网络的噪声系数公式，只能是根据噪声系数的基本概念来推导。这正是出此题目的意图所在。

解：设级联网络输出的总噪声功率为 N_2，则 N_2 由以下三部分组成：

① 输入端的噪声经两级放大至输出端，变为
$$N_{21} = K_P N_i = K_{P1} K_{P2} kTB_n$$
式中，$K_P = K_{P1} K_{P2}$为级联网络的总额定功率增益，KTB_n 为输入端的额定噪声功率。

② 第一级网络的附加噪声经第二级网络放大至输出端，变为
$$N_{22} = K_{P2}\Delta N_1 = K_{P2}(N_{F1}-1) K_{P1} kTB_{n1}$$
式中，$\Delta N_1 = K_{P1}(N_{F1}-1)kTB_{n1}$为第一级网络的内部噪声。

③ 第二级网络的附加噪声为
$$N_{23} = K_{P2}(N_{F2}-1)kTB_{n2} = \Delta N_2$$
则总的输出噪声功率为
$$N_2 = N_{21} + N_{22} + N_{23}$$

$$N_F = \frac{N_2}{K_P N_i} = \frac{N_{21} + N_{22} + N_{23}}{K_{P1} K_{P2} kTB_n}$$

讨论：① 每一级网络的附加噪声功率均可用公式 $\Delta N = N_F kTB$ 来计算，只不过式中所有参数均为本级网络所具有。

② 若 $B_{n1} = B_{n2} = B_n$，则本题结论与一般多级网络的噪声系数公式相同。若 $B_{n1} > B_{n2}$，由于涉及到噪声分布和滤波问题，计算变得非常困难。

例 2－7 某接收机的噪声系数为 5 dB，带宽为 10 MHz，输入阻抗为50 Ω。若要求输出信噪比应为 10 dB，问接收机的灵敏度为多少？

题意分析：本题的要求是计算接收机的灵敏度，这就需要考虑以下问题：

① 灵敏度的含义与表示方法；

② 灵敏度与 N_F 的关系；

③ 接收机的等效噪声带宽 B_n 与额定输入噪声功率。

接收机的灵敏度就是为了保证必要的输出信噪比，接收机输入端所必需的最小有用信号电平。这个电平可以用功率表示，也可用电压表示。用电压表示时要用到输入阻抗。

灵敏度若用功率表示，则它与 N_F 的关系非常简单，就是噪声系数的定义，只是其中的输入噪声功率用电阻的额定噪声功率来表示。这就需要知道测量带宽或等效噪声带宽。由于接收机前端通常由许多级组成，因此，其等效噪声带宽 B_n 可用信号的通频带(带宽)来近似。

解：

$$\frac{S_o}{N_o} = 10 \text{ dB} = 10$$

$$N_F = 5 \text{ dB} = 3.16$$

则
$$S_{i\,min} = \frac{S_o}{N_o} N_F kTB_n = 1.26 \text{ pW}$$

若用最小可检测电压表示，则为

$$U_{i\,min} = 2\sqrt{R_i S_{i\,min}} = 15.9\ \mu\text{V}$$

讨论：用最小可检测电压表示必须是在输入匹配时才是最佳的。若输入不匹配，则会降低接收机的灵敏度。对于接收机来讲，灵敏度是一个非常重要的参数，也就是说，噪声系数是接收机的一个非常重要的参数。为了提高接收机的灵敏度，就必须降低接收机前端的噪声系数。具体方法有很多，这里就不一一列举了。

第四节 自 测 题

2－1 对于收音机的中频放大器，其中心频率为 $f_0 = 465$ kHz，$B_{0.707} =$

8 kHz，回路电容 $C=200$ pF。试计算回路电感和 Q_L 值。若电感线圈的 $Q_0=100$，请问在回路上应并联多大的电阻才能满足要求？

2－2　图 2P－1 所示为波段内调谐的并联振荡回路，可变电容 C 的变化范围为 12～260 pF，C_t 为微调电容，要求此回路的调谐范围为 535～1 605 kHz，求回路电感 L 和 C_t 的值，并要求 C 的最大和最小值与波段的最低和最高频率相对应。

2－3　图 2P－2 所示为一电容抽头的并联振荡回路，谐振频率为 1 MHz，$C_1=400$ pF，$C_2=100$ pF，求回路电感 L。若 $Q_0=100$，$R_L=2$ kΩ，求回路有载 Q_L 值。

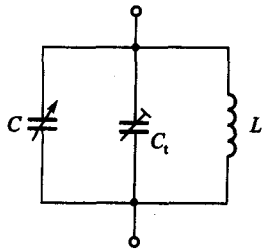


图 2P－1

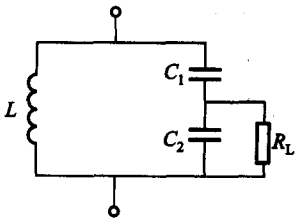


图 2P－2

2－4　石英晶体有何特点？为什么用它制作的振荡器的频率稳定度较高？

2－5　一个 5 kHz 的基音石英晶体谐振器，$C_0=6$ pF，$C_q=2.4\times10^{-2}$ pF，$r_q=15$ Ω，求此谐振器的 Q 值和串、并联谐振频率。

2－6　三级相同的单调谐中频放大器级联，工作频率 $f_0=450$ kHz，总的电压增益为 60 dB，总的带宽为 8 kHz，求每一级的增益，3 dB 带宽和有载 Q_L 值。

2－7　电阻热噪声有何特性？如何描述？

2－8　求如图 2P－3 所示并联谐振回路的等效噪声带宽和输出均方噪声电压值。

（提示：可把它看作噪声通过线性系统，噪声源为 r 上的热噪声；也可把 r 等效成并联电阻 R_0，求在并联回路两端表现的电阻部分产生的热噪声）。

2－9　根据如图 2P－4 所示的噪声产生电路，求等效噪声带宽 B_n 和输出噪声电压均方值（图中，二极管 VD 为硅管）。

（提示：①物理存在的直流电阻能产生热噪声，而交流等效电阻（微分电阻）不能产生热噪声；②对多个元件噪声或多种噪声混合求解时要比较数量级，考虑主要的噪声计算）。

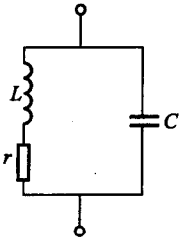


图 2P－3

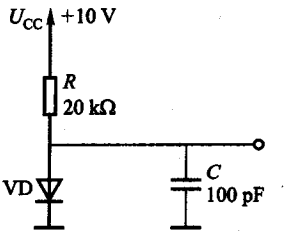


图 2P－4

2－10　求如图 2P－5 所示的 T 型和 π 型电阻网络的噪声系数。

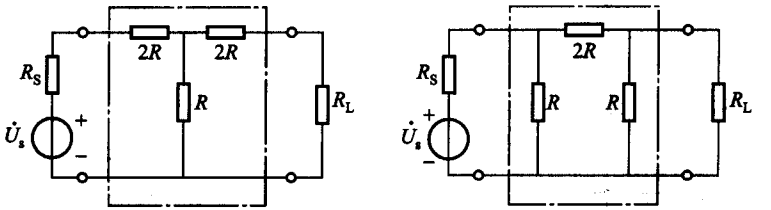


图 2P－5

(a) T 型电阻网络；(b) π 型电阻网络

2－11　接收机的等效噪声带宽近似为信号带宽，约 10 kHz，输出信噪比为 12 dB，要求接收机的灵敏度为 1 pW，问接收机的噪声系数应为多大？

第三章
高频谐振放大器

第一节 主要内容

放大器是通信设备和其他电子设备中不可缺少的部件之一，本章主要介绍高频谐振放大器，包括高频小信号放大器和高频功率放大器。谐振是指用作负载谐振回路中，对输出信号频率进行谐振。高频小信号放大器用于放大各种无线电设备中的高频小信号，此时，输入信号电平较低，放大器工作在线性范围内；高频功率放大器是以高效输出大功率为目的放大高频信号，输入的是大信号，放大器是非线性工作。

一、高频小信号放大器

高频小信号放大器按频带相对宽度可以分为窄带放大器和宽带放大器。按有源器件可以分为以分立元件为主的高频放大器和以集成电路为主的集中选频放大器。

对高频小信号放大器的主要要求是：①增益要高，②频率选择性要好，③工作稳定可靠，④噪声系数要小。

1. 单级高频小信号谐振放大器

一典型的高频小信号谐振放大器的实际电路如图 3－1 (a)所示，图 3－1 (b)是它的交流等效电路。图中采用抽头谐振回路作为放大器负载，对信号频率谐振，即 $\omega = \omega_0$，完成阻抗匹配和选频滤波功能。

(1) 性能分析

晶体管在高频运用时，其分析应采用混 π 等效电路，如图 3－2 (a)所示，它反映了晶体管中的物理过程，但在实际应用时很不方便，一般采用 Y 参数等效电路，如图 3－2 (b)所示。Y 参数不仅与静态工作点的电压、电流值有关，而且与工作频率有关，是频率的复函数，但当放大器工作在窄带时，Y 参数变化不大，可以将 Y 参数看作常数。

图 3－1 所示电路的高频等效电路如图 3－3 所示。图中将晶体管用 Y 参数等效电路进行了等效，负载导纳为 Y'_L，它包括谐振回路的导纳和负载电阻 R_L

的等效导纳。由此可得高频小信号放大器的主要性能指标为

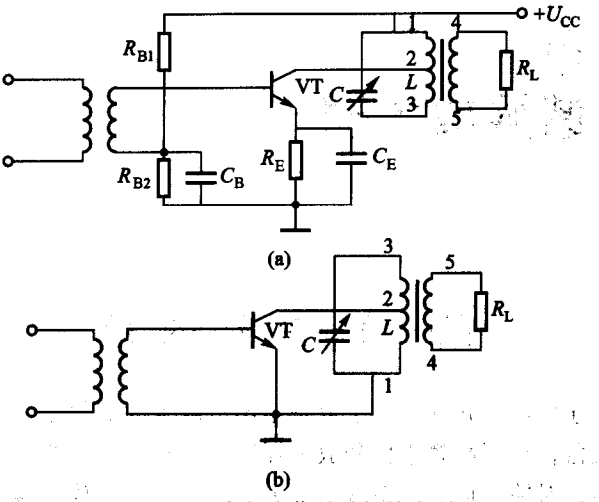


图 3－1 高频小信号谐振放大器

(a) 实际电路；(b) 交流等效电路

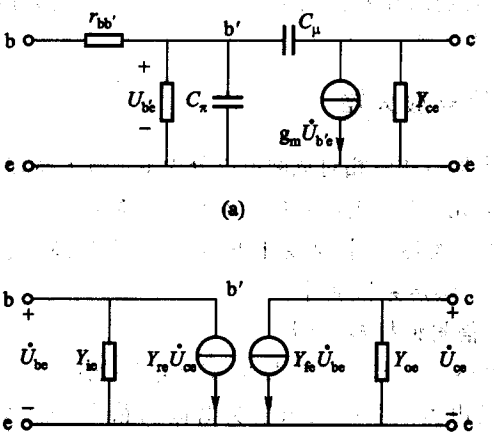


图 3－2 晶体三极管等效电路

(a) 混 π 等效电路；(b) Y 参数等效电路

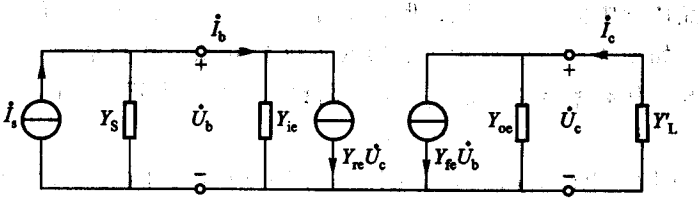


图 3－3 高频小信号放大器的高频等效电路

① 电压放大倍数 K 为

$$K=\frac{\dot{U}_c}{\dot{U}_b}=-\frac{Y_{fe}}{Y_{oe}+Y'_L} \tag{3-1}$$

② 输入导纳 Y_i 为

$$Y_i=\frac{\dot{I}_b}{\dot{U}_b}=Y_{ie}-\frac{Y_{re}Y_{fe}}{Y_{oe}+Y'_L} \tag{3-2}$$

式中，第一项为晶体管的输入导纳；第二项是由反向传输导纳 Y_{re} 引入的输入导纳，该项将引起放大器的不稳定。

③ 输出导纳 Y_o 为

$$Y_o=\left.\frac{\dot{I}_c}{\dot{U}_c}\right|_{\dot{U}_s=0}=Y_{oe}-\frac{Y_{re}Y_{fe}}{Y_s+Y_{ie}} \tag{3-3}$$

式中，第一项为晶体管的输出导纳，第二项也与 Y_{re} 有关。

④ 求通频带 $B_{0.707}$ 与矩形系数 $K_{0.1}$。

由于图 3-1 所示为一单调谐回路放大器，因此

$$B_{0.707}=f_0/Q_L \tag{3-4}$$

式中，f_0 为谐振回路的谐振频率，$f_0=1/\left(2\pi\sqrt{LC_\Sigma}\right)$，$L$ 为回路电感，C_Σ 为回路的总电容，包括回路本身的电容以及 Y_{oe} 等效到回路中呈现的电容；Q_L 为有载品质因数，$Q_L=1/(\omega_0 Lg_\Sigma)$，$g_\Sigma$ 为回路的总电导，包括回路本身的损耗以及 Y_{oe} 和 R_L 等效到回路中的损耗。

由于图 3-3 所示为一单调谐回路放大器，故其矩形系数为

$$K_{0.1}=9.95 \tag{3-5}$$

⑤ 稳定性是放大器正常工作的前提，影响放大器稳定性的主要原因是反向传输导纳 Y_{re}（或晶体管中集基极间电容 C_μ）。由于 Y_{re} 的存在，输入导纳中多出了第二项，用 Y_{ir} 表示，分析可得

$$Y_{ir}\approx-\frac{-j\omega_0 C_\mu g_m}{G'_L\left(1+j2Q_L\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)}=j\frac{\omega_0 C_\mu g_m}{G'_L\left(1+j2Q_L\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)} \tag{3-6}$$

当回路谐振时，$\Delta\omega=0$，Y_{ir} 可以等效为一电容。当 $\omega>\omega_0$ 时，Y_{ir} 的电导为正；当 $\omega<\omega_0$ 时，Y_{ir} 的电导为负。若负电导使放大器输入端的总电导为零或负值时，则即使没有外加信号，放大器输出端也会有输出信号，即产生自激。

（2）提高放大器稳定性的措施

为了提高放大器的稳定性，通常从如下两个方面入手：一是从晶体管本身想办法，减小其反向传输导纳 Y_{re}；二是从电路上设法消除晶体管的反向作用，具体方法有中和法和失配法两种。

中和法是通过在晶体管的输出端与输入端之间引入一个附加的外部反馈电

路(中和电路)来抵消晶体管内部参数 Y_{re}(或晶体管中集基极间电容 C_μ)的反馈作用，如图 3－4 所示。中和条件为

$$C_n = \frac{L_1}{L_2} C_{b'c} = \frac{N_1}{N_2} C_{b'c} \tag{3-7}$$

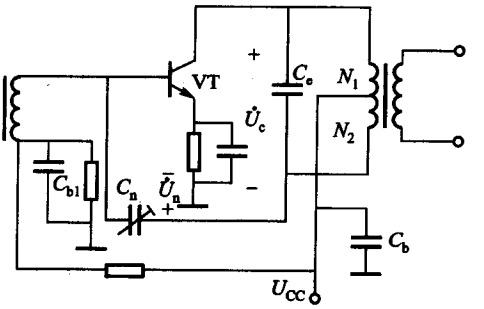


图 3－4 中和电路

失配法的思想是增大 Y_{ie}中的分母，即增大总回路导纳，从而使放大器稳定，但此时输出电压相应减小，因此，失配法是用牺牲增益来换取电路的稳定。为了满足增益和稳定性的要求，常用的失配法是用两只晶体管按共发－共基方式连接成一个复合管，如图 3－5 所示。

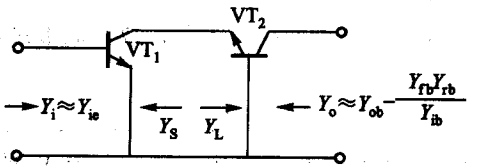


图 3－5 共发－共基电路

2. 多级谐振放大器

若多级单调谐放大器的谐振频率相同，均为信号的中心频率，带宽均为 B_1 ($B_1 = f_0/Q$)，各级谐振时的电压放大倍数为 K_{01}、K_{02}、…、K_{0n}，则放大器总的电压放大倍数 $K_{0\Sigma}$为

$$K_{0\Sigma} = K_{01} K_{02} \cdots K_{0n} \tag{3-8}$$

带宽 B 为

$$B = B_1 \sqrt{2^{1/n} - 1} \tag{3-9}$$

矩形系数为

$$K_{n0.1} = \frac{\sqrt{10^{2/n} - 1}}{\sqrt{2^{1/n} - 1}} \tag{3-10}$$

二、高频功率放大器的原理和特性

高频功率放大器放大高频信号以得到高效、大功率的输出，其工作状态按照集电极电流导通角的不同可以分为 A（甲）类（$\theta = 180°$）、B（乙）类（$\theta = 90°$）、C（丙）类（$\theta < 90°$）。集电极电流导通时间越短，放大器损耗就越小，负载上得到的功率就越多，效率就越高，因此，高频功率放大器一般工作在 C 类。

1. 工作原理

图 3－6 所示为一个采用晶体管的高频功率放大器的原理线路。主要特点为：

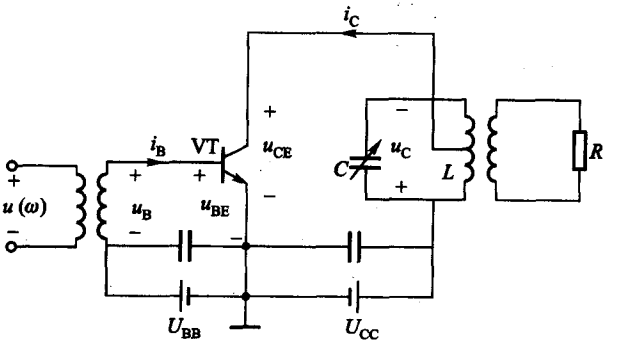


图 3－6　晶体管高频功率放大器的原理线路

- 为了保证在 C 类工作，基极偏置电压 U_{BB} 应使晶体管静态时工作在截止区，其值一般为负。输入激励信号为大信号。三极管工作在截止和放大两种情况下。电流脉冲为波形。
- 为了保证输出电压波形不失真，选用谐振回路作负载，滤除无用的频率成分，使输出电压与输入电压波形相同。选择谐振回路作负载，还具有阻抗匹配的作用，使负载上得到较大的功率。

（1）电流、电压波形

设输入信号为

$$u_B = U_b \cos \omega t$$

则

$$u_{BE} = U_{BB} + U_b \cos \omega t \tag{3-11}$$

利用三极管的转移特性曲线可以得到集电极电流 i_C 的波形，如图 3－7 所示。由图可见，集电极电流为周期性脉冲电流。

对周期性的集电极电流脉冲进行傅里叶分解，有

$$i_C = I_{C0} + I_{c1} \cos \omega t + I_{c2} \cos 2\omega t + \cdots + I_{cn} \cos n\omega t + \cdots \tag{3-12}$$

式中

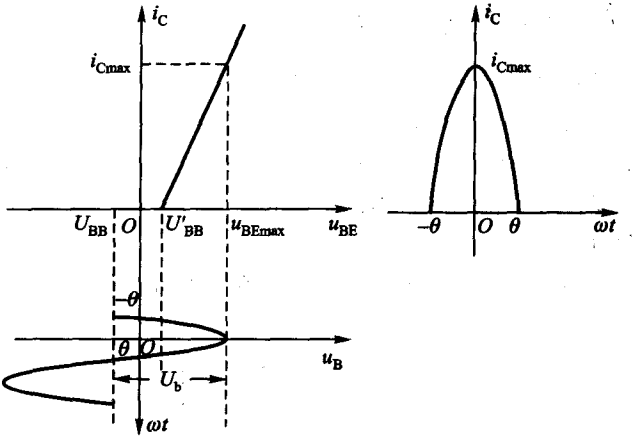


图 3-7 集电极电流的波形

$$I_{C0} = i_{Cmax}\frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)} = i_{Cmax}\alpha_0(\theta) \tag{3-13a}$$

$$I_{c1} = i_{Cmax}\frac{\theta - \sin\theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)} = i_{Cmax}\alpha_1(\theta) \tag{3-13b}$$

$$\vdots$$

$$I_{cn} = i_{Cmax}\frac{2\sin n\theta\cos\theta - 2n\sin\theta\cos n\theta}{n\pi(n^2-1)(1-\cos\theta)} = i_{Cmax}\alpha_n(\theta) \quad (n>1) \tag{3-13c}$$

$\alpha_0(\theta)$、$\alpha_1(\theta)$、$\alpha_n(\theta)$分别称为余弦脉冲的直流、基波、n 次谐波的分解系数，数值可以通过查表得到。

由于负载为并联谐振回路，当其谐振频率 ω_0 等于激励信号频率 ω 时，只有基波分量在回路上产生电压，所以，输出电压为

$$u_o = u_C = I_{c1}R_L\cos\omega t = U_c\cos\omega t \tag{3-14}$$

式中，R_L 为回路的谐振阻抗。

按图 3-6 所规定的电压方向，集电极电压为

$$u_{CE} = U_{CC} - u_o = U_{CC} - U_c\cos\omega t \tag{3-15}$$

图 3-8 所示为 i_C、u_{BE}、u_C 和 u_{CE}的波形图。由图可以看出，当集电极回路调谐时，u_{BEmax}、i_{Cmax}、u_{CEmim}是同一时刻出现的；θ 越小，i_C 越集中在 u_{CEmim}附近，故损耗将减小，效率得到提高。

(2) 能量关系

在集电极电路中，谐振回路得到的高频功率(高频一周的平均功率)，即输出功率 P_1 为

$$P_1 = \frac{1}{2}I_{c1}U_c = \frac{1}{2}I_{c1}^2R_L = \frac{1}{2}\frac{U_c^2}{R_L} \tag{3-16}$$

集电极电源供给的直流输入功率 P_0 为

$$P_0 = I_{C0} U_{CC} \qquad (3-17)$$

直流输入功率与集电极输出高频功率之差就是集电极损耗功率 P_c，即

$$P_c = P_0 - P_1 \qquad (3-18)$$

P_c 为耗散在晶体管集电结中的热能。定义集电极效率 η 为

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{1}{2}\frac{I_{c1}}{I_{C0}}\frac{U_c}{U_{CC}} = \frac{1}{2}\gamma\xi \qquad (3-19)$$

式中，$\gamma = \dfrac{I_{c1}}{I_{C0}} = \dfrac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)}$ 称为波形系数，其值可以通过查表得到；$\xi = \dfrac{U_c}{U_{CC}}$ 称为集电极电压利用系数。η 是一个表示能量转换的重要参数。

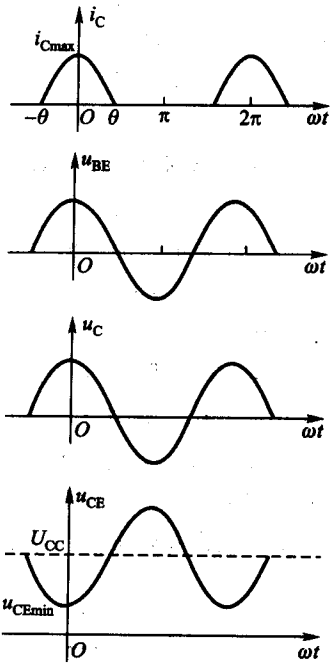


图 3-8　C 类高频功率放大器的电流、电压波形

由式(3-19)可知，要提高效率 η，有两种途径：一种是提高电压利用系数 ξ，即提高 U_c，这通常是靠提高回路的谐振阻抗 R_L 来实现的；另一种是提高波形系数 γ。图 3-9 给出了 γ、$\alpha_0(\theta)$、$\alpha_1(\theta)$ 与 θ 的关系曲线。由图可知，θ 越小，γ 越大，效率 η 越高；但 θ 太小时，$\alpha_1(\theta)$ 将降低，输出功率将下降。为了兼顾输出功率 P_1 和效率 η，通常选 θ 在 65°～75°之间。

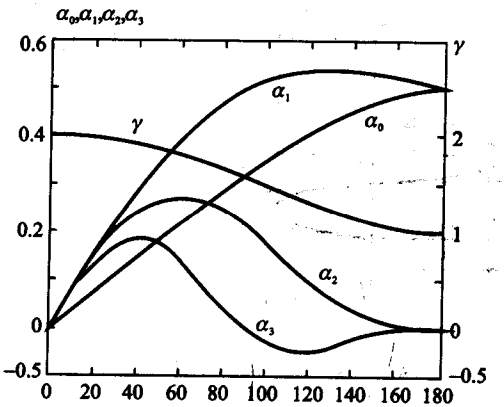


图 3-9　γ、$\alpha_0(\theta)$、$\alpha_1(\theta)$、$\alpha_2(\theta)$、$\alpha_3(\theta)$ 与 θ 的关系

基极回路中，信号源供给的功率称为高频功率放大器的激励功率。此激励功率最后变为发射结和基区的热损耗。

高频功率放大器的功率放大倍数为输出功率与激励功率之比，也称为功率增益。

2. 高频谐振功率放大器的工作状态

（1）高频功率放大器的动特性

动特性是指当加上激励信号及接上负载时，晶体管集电极电流 i_C 与极间电压（u_{BE}或 u_{CE}）的关系曲线，它在 i_C—u_{CE}或 i_C—u_{BE}坐标系统中是一条曲线。近似做法为：①取 $\omega t = 0$，则 $u_{BE} = U_{BB} + U_b$，$u_{CE} = U_{CC} - U_c$，得到 A 点；②取$\omega t = \pi/2$，则 $u_{BE} = U_{BB}$，$u_{CE} = U_{CC}$，得到 Q 点；③取 $\omega t = \pi$，则 $i_C = 0$，$u_{CE} = U_{CC} + U_c$，得到 C 点；连接 A、Q 两点，横轴上方用实线表示，横轴下方用虚线表示，交横轴于 B 点，则 A、B、C 三点连线即为动特性曲线。当 A 点进入到饱和区时，饱和区用临界饱和线代替，如图 3－10 所示。需要特别注意的是，输出特性曲线上横轴对应的 $u_{BE} = U'_{BB}$。

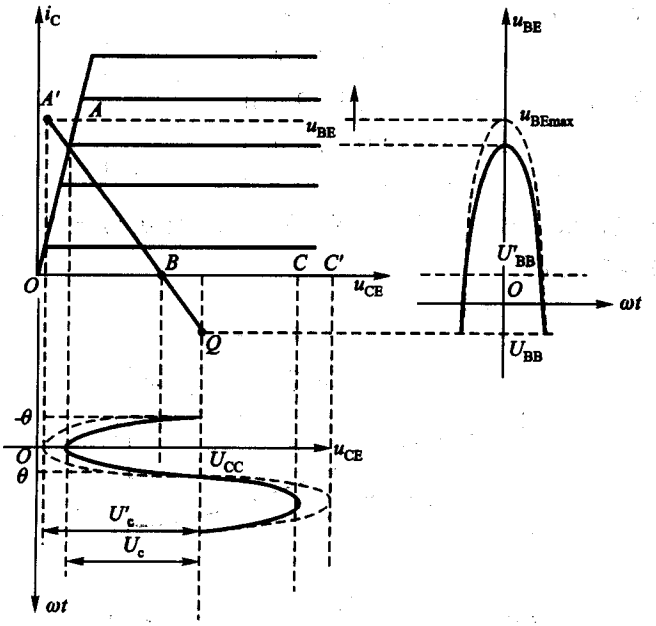


图 3－10　高频功放的动特性曲线

在 A 点没有进入饱和区时，动特性曲线的斜率为 $-\dfrac{I_{Cmax}}{U_c(1-\cos\theta)} = -\dfrac{2\pi}{R_L(2\theta-\sin 2\theta)}$。可以看到，动特性曲线的斜率不仅与 R_L 有关，而且与 θ

有关，这与低频放大器中的交流负载线有很大的差别。

（2）高频功率放大器的工作状态

当 U_c 由小到大变化时，动特性曲线的变化如图 3－11（a）所示。图 3－11（a）中，曲线 A 的顶点在线性放大区，对应的工作状态为欠压状态；曲线 B 的顶点正好在临界饱和线上，对应的工作状态为临界状态；曲线 C 的顶点进入了饱和区，此时称为过压状态。图 3－11（b）所示为三种状态时的 i_C 波形。可以看出，欠压状态和临界状态时的 i_C 为余弦脉冲，过压状态时的 i_C 为顶部出现凹陷的余弦脉冲。

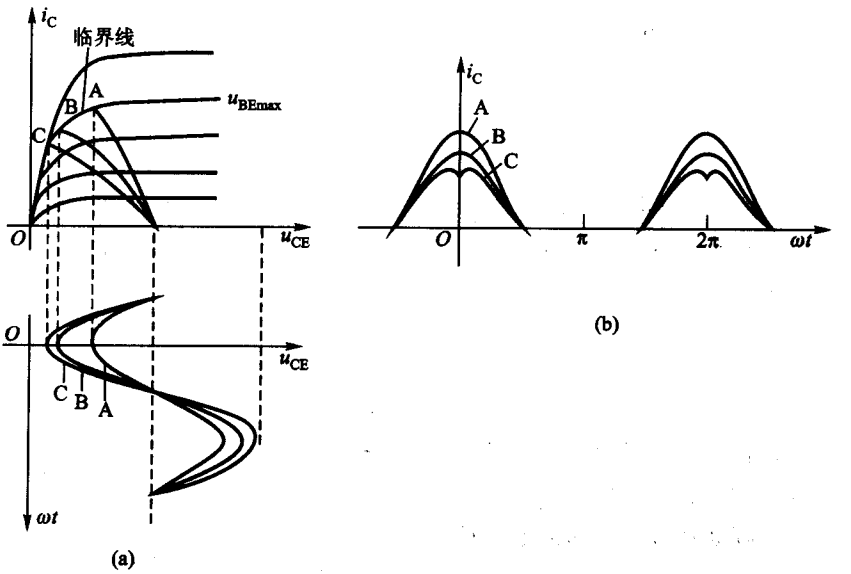


图 3－11　高频功率放大器的工作状态

（a）动特性曲线；（b）i_C 波形

因此，高频功率放大器的工作状态，可以用晶体三极管导通时是否进入饱和区来判断，或者用 u_{CEmin} 与晶体三极管的饱和压降 $U_{CE(sat)}$ 相比较来划分。当晶体三极管导通但没有进入饱和区时，$u_{CEmin} > U_{CE(sat)}$，放大器工作在欠压状态；当晶体三极管导通且进入饱和区时，$u_{CEmin} < U_{CE(sat)}$，放大器工作在过压状态；当晶体三极管导通达到饱和区时，$u_{CEmin} = U_{CE(sat)}$，放大器工作在临界状态。

（3）高频功率放大器临界状态的计算

临界状态下，已知输出功率为 P_1，电源电压为 U_{CC}，晶体三极管的参数为 S（输入特性曲线斜率）、S_c（临界饱和线斜率）、U'_{BB}（带正、负号），并设集

电极电流的通角为 θ，则功率放大器的其余参数可以用下面的方法求得。

临界状态的动特性曲线如图 3－12 所示，由此可解得临界状态下的电压利用系数 ξ_{cr} 为

$$\xi_{cr}=\frac{1}{2}+\sqrt{\frac{1}{4}-\frac{2P_1}{S_c\alpha_1(\theta)U_{CC}^2}} \quad (3-20)$$

其余参数的计算公式为

$$U_c=\xi_{cr}U_{CC} \quad (3-21)$$

$$R_{Lcr}=\frac{U_c}{I_{c1}} \quad (3-22)$$

$$P_0=I_{C0}U_{CC} \quad (3-23)$$

$$P_c=P_0-P_1 \quad (3-24)$$

$$\eta=\frac{P_1}{P_0}=\frac{1}{2}\xi_{cr}\gamma \quad (3-25)$$

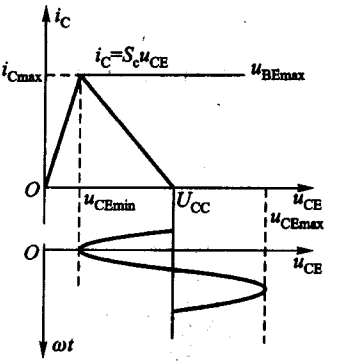


图 3－12 临界状态的动特性曲线

所需基极偏置电压 U_{BB}、激励电压 U_b 可以从晶体管的转移特性曲线上得到，如图 3－13 所示。由图可知

$$U_{BB}=U'_{BB}-U_b\cos\theta \quad (3-26)$$

$$U_b=\frac{U'_{BB}-U_{BB}}{\cos\theta} \quad (3-27)$$

为了使晶体三极管能安全工作，应要求 $P_c\leqslant P_{cM}$、$u_{CEmax}\leqslant BU_{CEO}$。由于 $u_{CEmax}=U_{CC}+U_c\approx 2U_{CC}$，则 $U_{CC}<BU_{CEO}/2$。

3. 高频功率放大器的外部特性

高频功率放大器的外部特性是指放大器的性能随放大器的外部参数变化而变化的规律。外部参数主要包括放大器的负载 R_L、激励电压 U_b、偏置电压 U_{BB} 和 U_{CC}。外部特性也包括负载在调谐过程中的调谐特性。

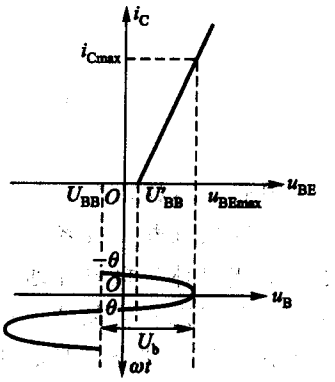


图 3－13 晶体管的转移特性曲线

（1）高频功率放大器的负载特性

负载特性是指改变负载电阻 R_L，其他外部参数保持不变时，高频功率放大器的电流、电压、功率及效率 η 的变化特性，如图 3－14 所示。

由此可以看出高频功率放大器各种状态的特点：临界状态下输出功率最大，效率也较高，通常应选择在此状态工作；过压状态的特点是

效率高、损耗小，输出电压基本不变；欠压状态时的效率低、集电极损耗大，一般不在此状态工作。

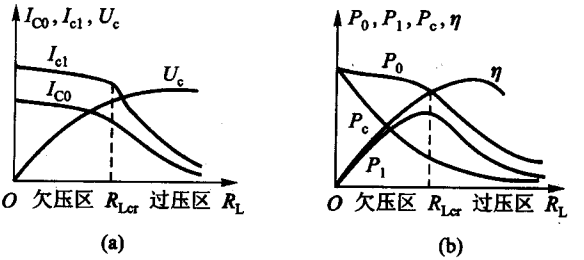


图 3－14　高频功率放大器的负载特性曲线

（a）负载特性曲线；（b）功率、效率曲线

（2）高频功率放大器的振幅特性

高频功率放大器的振幅特性是指只改变激励信号的振幅 U_b，其他外部参数保持不变时，放大器电流、电压、功率及效率的变化特性，如图 3－15 所示。

由此可以看出，在欠压状态时，输出电压 U_c 在一定范围内随输入电压 U_b 增加而增加（在 $U_{BB} = U'_{BB}$ 时，二者呈线性关系），放大振幅调制信号时，应工作在此状态；在过压状态时，U_c 基本不随 U_b 变化，放大等幅信号时，应选择在此状态工作。

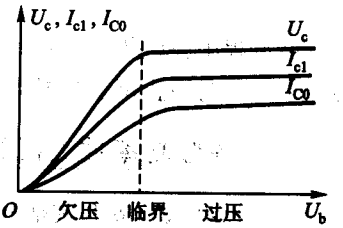


图 3－15　高频功率放大器的振幅特性曲线

（3）高频功率放大器的调制特性

基极调制特性和集电极调制特性分别如图 3－16 和图 3－17 所示。要实现振幅调制，利用基极调制特性时，功率放大器应在欠压状态工作；利用集电极调制特性时，应在过压状态工作。

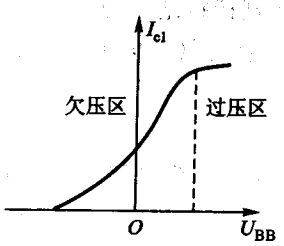


图 3－16　高频功率放大器的基极调制特性曲线

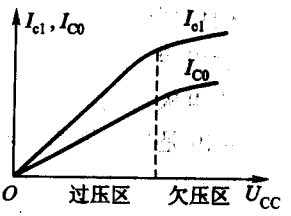


图 3－17　高频功率放大器的集电极调制特性曲线

(4) 高频功率放大器的调谐特性

当回路失谐时，不论是容性失谐还是感性失谐，阻抗 Z_L 的模值都要减小，工作状态都将发生变化，可以据此判断功率放大器是否调谐。

设谐振时功率放大器工作在弱过压状态，当回路失谐后，由于阻抗 Z_L 的模值减小，功率放大器工作状态将向临界及欠压状态变化，此时 I_{C0} 和 I_{c1} 要增大，而 U_c 将下降，如图 3-18 所示。由图可知，可以利用 I_{C0} 或 I_{e0} 最小，或者 U_c 最大来指示放大器的调谐。通常因 I_{C0} 变化明显，又只用直流电流表即可测量，故采用 I_{C0} 指示调谐的较多。

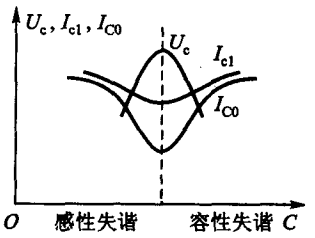


图 3-18 高频功率放大器的调谐特性(谐振时功率放大器工作在弱过压状态)

如果谐振时功率放大器工作在临界状态，则当回路失谐后，由于阻抗 Z_L 的模值减小，所以功率放大器工作状态将向欠压状态变化。根据负载特性，此时，I_{C0} 和 I_{c1} 基本不变，而 U_c 将显著下降。此时，只能利用 U_c 最大来指示放大器的调谐。因此，在分析判断时应知道功率放大器在谐振时的状态。

由于失谐后，集电极功耗 P_c 将迅速增加，所以调谐过程中失谐状态的时间要尽可能短，调谐动作要迅速，以防止晶体管因过热而损坏。为防止调谐时损坏晶体管，在调谐时可降低 U_{CC} 或减小激励电压。

三、高频功率放大器的实际线路

高频功率放大器和其他放大器一样，其输入和输出端的管外电路均由直流馈电线路和匹配网络两部分组成。

1. 直流馈电线路

功率放大器的实际电路组成原则是：①保证集电极回路和基极回路使放大器正常工作所必需的电压-电流关系，即保证集电极回路电压 $u_{CE} = U_{CC} - U_c$ 和基极回路电压 $u_{BE} = U_{BB} + U_b$；②基极回路和集电极回路中，电流的直流分量和基波分量有各自的正常通路；③要求高频信号不要流过直流源，以减少不必要的高频功率的损耗；④集电极偏置电源一端直接接地。为了达到上述目的，需正确使用阻隔元件 L_B 和 C_B，这里，L_B 为扼流圈(大电感)，C_B 为旁路电容或耦合电容。

(1) 集电极馈电线路

图 3-19 是集电极馈电线路的两种形式：串联馈电线路和并联馈电线路。图 3-19(a)中，晶体管、谐振回路和电源三者是串联连接的，故称为串联馈电线路。图 3-19(b)中，晶体管、电源和谐振回路三者是并联连接的，故称为并联馈电线路。

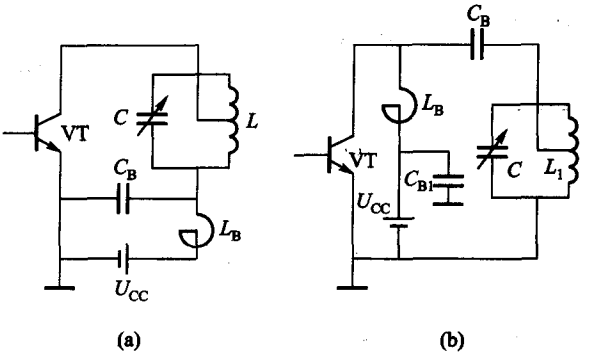


图 3－19　集电极馈电线路两种形式

(a) 串联馈电；(b) 并联馈电

(2) 基极馈电线路

基极馈电线路也有串联馈电和并联馈电两种形式。图 3－20 给出了几种常见的基极馈电形式。图 3－20 (a)是发射极自给偏压，C_B 为旁路电容；图 3－20 (b)为基极组合偏压；图 3－20 (c)为零偏压。自给偏压的优点是偏压能随激励大小变化，使电路工作较稳定。

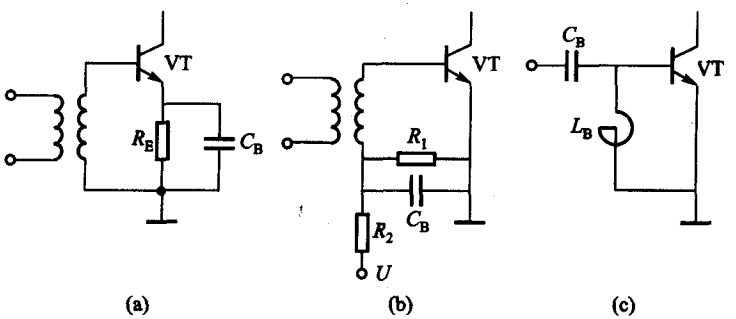


图 3－20　基极馈电线路的几种形式

(a) 发射极自给偏压；(b) 基极组合偏压；(c) 零偏压

2. 输出匹配网络

常用的输出线路主要有两种类型：*LC* 匹配网络和耦合回路。图 3－21 所示为几种常用的 *LC* 匹配网络。

L 型匹配网络按负载电阻与网络电抗的并联或串联关系，可以分为 L－Ⅰ型网络(负载电阻 R_p 与网络电抗 X_p 并联)与 L－Ⅱ型网络(负载电阻 R_s 与网络电抗 X_s 串联)两种，如图 3－22 所示。网络中的 X_s 和 X_p 分别表示串联支路和并联支路的电抗，两者性质相异。

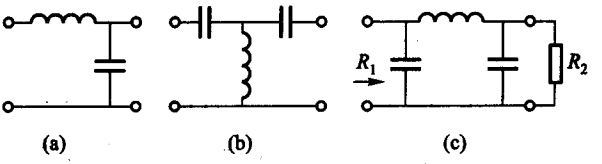


图 3-21 几种常见的 *LC* 匹配网络

(a) L 型；(b) T 型；(c) π 型

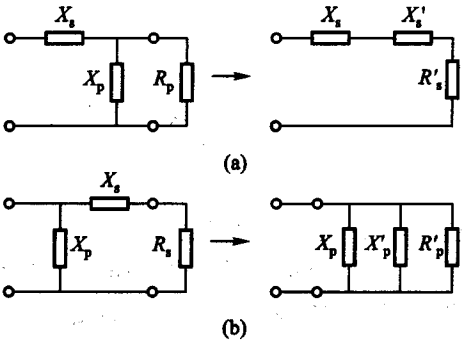


图 3-22 L 型匹配网络

(a) L-Ⅰ型网络；(b) L-Ⅱ型网络

对于 L-Ⅰ型网络有

$$R_s' = \frac{1}{1+Q^2} R_p \tag{3-28a}$$

$$X_s' = \frac{Q^2}{1+Q^2} X_p \tag{3-28b}$$

$$Q = \frac{R_p}{|X_p|} \tag{3-28c}$$

对于 L-Ⅱ型网络有

$$R_p' = (1+Q^2) R_s \tag{3-29a}$$

$$X_p' = \frac{1+Q^2}{Q^2} X_s \tag{3-29b}$$

$$Q = \frac{|X_s|}{R_s} \tag{3-29c}$$

由此可见，采用 L 型网络可实现阻抗变换。对于 π 型、T 型网络，它们均可以被看成两个 L 型网络的级联。以 π 型网络为例，如图 3-23 所示，阻抗变换的作用可以由两个 L 型网络得到。T 型网络输入端有近似串联谐振电路的特性，因此，一般不用作功率放大器的输出电路，而常用作功率放大器的级间耦合。

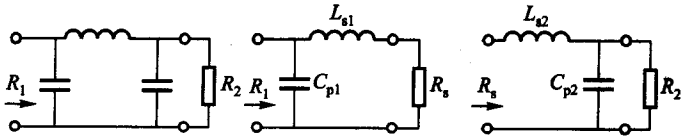


图 3－23　π 型网络

第二节　重点与难点

本章主要介绍了通信与信息系统中的高频小信号放大器和高频功率谐振放大器，虽然在模拟电子线路中已经学习过小信号放大器和功率放大器，但是在高频电子线路中它们都有新的不同的特点。

一、本章的重点

① 高频小信号调谐放大器的电路、工作原理和分析方法。由于是高频小信号放大器，所以放大器必须工作在线性放大区。高频小信号放大器的偏置电路与模拟电子线路中的基本相同，基本分析方法也类似，但在高频线路中负载为谐振回路，因此在分析时要注意负载的选频性以及阻抗变换作用。

② 与低频小信号放大器的分析相比较。由于工作频率较高，从晶体管内部看，由于 C_μ，即 Y_{re}的存在，晶体管内部就存在了反馈，一旦这种反馈满足一定的条件，就会造成放大器工作的不稳定，严重时产生自激。解决放大器不稳定的方法通常有中和法和失配法两种：中和法使用中和电路抵消输出到输入的反馈，而失配法是牺牲放大器的增益来破坏其自激条件。

③ C 类高频谐振功率放大器的工作原理、分析方法。为了提高高频功率放大器的效率，高频功率放大器一般工作在 C 类，为此对基极偏置及输入信号都有一定的要求，而且负载必须是谐振回路。谐振回路除了能够选频外，还有阻抗匹配的作用。

④ 分析 C 类高频谐振功率放大器采用动特性曲线方法，根据动特性曲线可以判断功率放大器的工作状态。放大器的工作状态对放大器的性能有很大的影响，正确选定放大器的工作状态在实际应用中是非常重要的。一般情况下，应选择放大器工作在临界或弱过压状态。在临界状态需要掌握功率放大器的功率、电流、电压等参数的数学计算方法。

⑤ 为了调整功率放大器，必须掌握它的外部特性：负载特性、放大特性、调制特性及调谐特性。

⑥ C 类谐振功率放大器的电路构成和使用方法。组成谐振功率放大器的

实际线路必须满足一定的原则，否则放大器将不能正常工作，这些原则不仅适用于功率放大器，也适用于所有的高频电子线路。设计功率放大器输出回路时要注意到它的选频特性和阻抗匹配特性。

二、本章的难点

① 高频小信号放大器放大性能的分析与低频小信号放大器的分析方法基本相同，但又有其特殊性：(a)高频等效电路一般采用 Y 参数等效电路进行分析；(b)由于负载为谐振回路，所以通常需要进行阻抗变换，并且要考虑到所有的损耗在输出端的反映。高频小信号放大器除了具有放大作用外，还具有选频的功能。分析选频的特性时，分清单调谐回路、双调谐回路还是参差调谐回路后，再利用第二章讲的调谐回路的分析方法进行分析。

② 采用中和法和失配法可以消除由于放大器件在高频工作时存在的内部反馈而引起的放大器自激现象。选取合适的中和电容是中和法的关键；失配法牺牲了增益换来放大器的稳定，如何保证整个系统的增益是采用失配法时需要考虑的问题。

③ 为了提高高频功率放大器的效率，高频功率放大器一般工作在 C 类。根据 C 类功率放大器的特点可知，集电极电流的通角 θ 越小，损耗就越小，效率就越高。但是要注意的是，当 θ 过小时，效率虽然提高了，但输出功率随之下降。兼顾到效率和输出功率，应合理选择 θ。

④ 对工作在 C 类的高频功率放大器的分析通常采用图解法。作图是很多同学难于掌握的，做好图是掌握功率放大器性能计算、外部特性的关键。动特性曲线的做法与低频放大器的交流负载线不同。低频放大器的交流负载线的斜率只与交流负载的大小有关；而高频功率放大器的动特性曲线的斜率除与负载大小有关外，还与集电极电流的导通角有关，一般采用折线化近似的画法，由几个特殊点连接而成。动特性曲线上特殊点的坐标是分析、计算的关键：根据动特性曲线，可以知道高频功率放大器的工作状态，并由此知道各状态的特点。欠压状态时，集电极电压利用得不充分，损耗较大，效率较低；过压状态时，输出电压几乎不变，但集电极电流为顶部出现凹陷的脉冲，直流功率与输出功率同时下降；临界状态时，输出功率最大，效率最高。

⑤ 理解好以下两点对理解高频功率放大器外部特性大有帮助：(a)在欠压状态下，i_{Cmax}与 u_{BEmax}近似成正比关系(此时假设 θ 不变，实际上 θ 本身变化很小)，u_{BEmax}不变，i_{Cmax}就几乎不变；在过压状态下，u_{CEmin}可看作 $u_{CE(sat)}$，是几乎不变的。对负载特性：欠压状态下，由于此时的 u_{BEmax}不变，故 i_{Cmax}不变，I_{C0}、I_{c1}不变，U_c 随 R_L 增加而线性增加；(b)过压状态下，由于 u_{CEmin}不变，则 U_c 不变，I_{C0}、I_{c1}随 R_L 增加而急剧减小。对放大特性：欠压状态下，

由于 i_{Cmax} 与 u_{BEmax} 近似正比关系，此时，I_{C0}、I_{c1} 随 U_b 近似线性增加；过压状态下，由于 u_{CEmin} 不变，则 U_c 不变，故 I_{C0}、I_{c1} 也保持不变。基极调制特性与放大特性类似。对集电极调制特性，欠压状态下，由于此时的 u_{BEmax} 不变，故 i_{Cmax} 不变，故 I_{C0}、I_{c1} 不变，U_c 也不变；过压状态下，由于 u_{CEmin} 不变，则 U_c 随 U_{CC} 增加而增加，故 I_{C0}、I_{c1} 也增加。

⑥ 高频功率放大器的组成原则很容易掌握，但在实际线路中应用时常常出错。最容易出错的地方是忽视了回路的电感对直流通路短路的特性。

第三节　典型例题分析

例 3－1　一中频放大器线路如图 3－24 所示。已知：放大器的工作频率 $f_0 = 10.7$ MHz，回路电容 $C = 50$ pF；中频变压器的接入系数 $p_1 = N_1/N = 0.35$，$p_2 = N_2/N = 0.03$，线圈的品质因数 $Q_0 = 100$；晶体管的 Y 参数(在工作频率上)为 $G_{ie} = 1.0$ mS，$C_{ie} = 41$ pF，$Y_{re} = -j180$ μS，$Y_{fe} = 40$ mS，$C_{oe} = 4.3$ pF，$G_{oe} = 45$ μS。设后级输入电导仍为 G_{ie}，求：

① 回路有载品质因数 Q_L 和通频带 $B_{0.707}$；

② 放大器电压增益 K_U；

③ 中和电容 C_N。

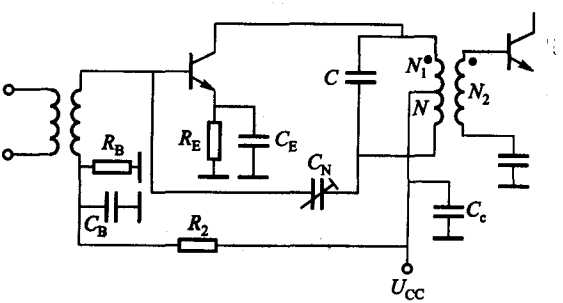


图 3－24　例 3－1 图

题意分析：本题是小信号放大器分析的基本题型。由于图 3－24 中只有一个谐振回路，属于单调谐回路，所以，根据 $Q_L = \omega_0 CR$ 即可计算，但要注意的是，公式中 C 为等效到回路中的总电容，R 为等效到回路中的总电阻。由于采用了中和电路，所以，计算增益时应认为放大器本身是稳定的，而不必考虑由 $C_{b'c}$ 引起的反馈。解本题的关键在于弄清回路中的总电容、总电阻到底是由哪些元件组成的。

解：① 由于 $Q_L = \omega_0 C' R_L$，式中，C' 为回路的总电容，R_L 为回路的总电

阻。R_L 由三个部分组成：回路本身的电阻、晶体三极管的输出电阻和后级输入负载等效到回路中的电阻。

回路本身的电阻，即回路本身的并联谐振电阻为

$$R_0 = \frac{Q_0}{\omega_0 C} = 29.8\ \text{k}\Omega$$

晶体三极管的输出电阻折合到回路两端的电阻为

$$R'_{oe} = \frac{1}{p_1^2 G_{oe}} = 181.4\ \text{k}\Omega$$

下一级的输入电阻折合到回路两端的电阻为

$$R'_{ie} = \frac{1}{p_2^2 G_{ie}} = 1111.1\ \text{k}\Omega$$

于是，回路两端总电阻为

$$R_L = R_L // R'_{ie} // R'_{oe} = 25.0\ \text{k}\Omega$$

同样，可以求得回路总电容为

$$C' = C + C'_{ie} + C'_{oe} = C + p_2^2 C_{ie} + p_1^2 C_{oe} = 50.54\ \text{pF}$$

因此

$$Q_L = \omega_0 C' R_L = 84.9$$

$$B_{0.707} = \frac{f_0}{Q_L} = 126\ \text{kHz}$$

② 谐振时的电压增益为

$$K_U = -\frac{Y_{fe}}{G_{oe} + G'_L}$$

式中

$$G'_L = \frac{1}{p_1^2}\left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_{ie}}\right) = 0.282\ \text{mS}$$

则

$$K_U = -\frac{Y_{fe}}{G_{oe} + G'_L} = -13.96$$

③ $C_N = \dfrac{N_1}{N - N_1} C_{b'c} = \dfrac{N_1/N}{1 - N_1/N} C_{b'c} = 1.44\ \text{pF}$

讨论：本题中，回路的总电容是由回路本身的电容以及晶体三极管的输入电容、输出电容分别等效到回路中的电容构成的。应注意电容的等效与电阻、电感的等效是不同的；回路的总电阻包括回路本身的谐振电阻以及晶体三极管的输入电阻、输出电阻分别等效到回路中的电阻三个部分。在不同的应用时，等效所包含的内容是不同的，应具体问题具体分析。

例 3－2　某高频谐振功率放大器工作于临界状态，输出功率 $P_1 = 6$ W，集电极电源 $U_{CC} = 24$ V，集电极电流直流分量 $I_{C0} = 300$ mA，电压利用系数 $\xi = 0.95$。试计算：直流电源提供的功率 P_0，功率放大器的集电极损耗功率 P_c，效率 η 及临界负载电阻 R_{Lcr}。

题意分析：本题直接利用功率放大器的电流、电压、能量关系即可求解。已知电源电压 U_{CC}以及输出电流的直流分量 I_{C0}，可以求出集电极电源供给的直流功率 P_0，从而得到集电极损耗功率 P_c 及效率 η；利用电压利用系数 ξ，可以计算出波形系数 γ，进而利用输出电流的直流分量 I_{C0}求出输出电流里的基波分量 I_{c1}，再利用输出功率 P_1 可以得到临界负载阻抗 R_{Lcr}。

解：

$$P_0 = U_{CC} I_{C0} = 7.2 \text{ W}$$

$$P_c = P_0 - P_1 = 1.2 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = 83.3\%$$

$$\gamma = \frac{2\eta}{\xi} = 1.75$$

$$I_{c1} = I_{C0}\gamma = 525 \text{ mA}$$

$$R_{Lcr} = \frac{2P_1}{I_{c1}^2} = 43.5\ \Omega$$

讨论：本题考察的是如何灵活应用功率放大器的电流、电压、能量之间的关系。本题的解法还有很多种，如：由电源电压 U_{CC}以及电压利用系数 ξ 可以得到输出电压 U_c，再由输出功率 P_1 可以得到临界负载阻抗 R_{Lcr}以及输出电流中的基波分量 I_{c1}；利用输出电流的直流分量 I_{C0}可以计算出波形系数 γ，利用电压利用系数 ξ 计算出效率 η，从而得到集电极电源提供的直流功率 P_0 以及集电极损耗功率 P_c。在做一道题时，不能局限于做出来了，应该能举一反三，从而达到掌握的目的。

例 3－3　某高频谐振功率放大器工作于临界状态，输出功率为 15 W，且 $U_{CC} = 24$ V，通角 $\theta = 70°$。功率放大器的参数为：$S_c = 1.5$ A/V，$I_{CM} = 5$ A。试问：

① 直流电源提供的功率 P_0、功率放大器的集电极损耗功率 P_c 及效率 η、临界负载电阻 R_{Lcr}为多少？（注：$\alpha_0(70°) = 0.253$，$\alpha_1(70°) = 0.436$。）

② 若输入信号振幅增加一倍，功率放大器的工作状态如何改变？此时的输出功率大约为多少？

③ 若负载电阻增加一倍，则功率放大器的工作状态如何改变？

④ 回路失谐会有何危险？如何指示调谐？

题意分析：在已知输出功率 P_1、电源电压 U_{CC}、临界饱和线斜率 S_c 及集

电极电流通角 θ 的情况下，只要计算出电压利用系数 ξ_{cr}，其他参数就很容易求得。输入信号的振幅变化、负载电阻变化都将影响功率放大器的工作状态，利用功率放大器的振幅特性及负载特性即可判断其工作状态；由于谐振时功率放大器工作在临界状态，故此时利用输出电压指示调谐最合适。

解：① 根据临界状态电压利用系数计算公式，有

$$\xi_{cr}=\frac{1}{2}+\sqrt{\frac{1}{4}-\frac{2P_1}{S_c U_{CC}^2 \alpha_1(\theta)}}\approx 0.91$$

所以，$U_c=U_{CC}\xi_{cr}\approx 21.84\ \text{V}$

$$I_{c1}=\frac{2P_1}{U_c}\approx 1.37\ \text{A}$$

$$I_{C0}=\frac{I_{c1}}{\alpha_1(\theta)}\alpha_0(\theta)\approx 0.79\ \text{A}$$

$$P_0=U_{CC}I_{C0}=18.96\ \text{W}$$

$$P_c=P_0-P_1=3.96\ \text{W}$$

$$\eta=\frac{P_1}{P_0}\approx 79\%$$

$$R_{Lcr}=\frac{U_c}{I_{c1}}\approx 15.94\ \Omega$$

② 若输入信号振幅增加一倍，则根据功率放大器的振幅特性，放大器将工作在过压状态，此时输出功率基本不变。

③ 若负载电阻增加一倍，则根据功率放大器的负载特性，放大器将工作在过压状态，此时输出功率约为原来的一半。

④ 若回路失谐，则功率放大器将工作在欠压状态，此时集电极损耗将增加，有可能烧坏晶体三极管。用 U_c 指示调谐最明显，U_c 最大即表示谐振。

讨论：将输出功率的表达式写成 I_{cmax} 及 ξ_{cr} 的关系式，根据临界状态时的动特性曲线的最高点正好在临界饱和线上的特点，画出临界状态的动特性曲线，利用曲线写出 I_{cmax} 与 U_{cemin} 之间的关系式，从而得到 I_{cmax} 与 ξ_{cr} 的关系式，将该关系式代入到功率的表达式中，可以解出 ξ_{cr}，由此可以计算出集电极回路其余的参数。输入信号振幅增加，根据振幅特性，功率放大器将工作在过压状态，此时电压、电流几乎不变，故输出功率不变。如果输入信号振幅减小，则电压、电流近似线性减小，输出功率按平方关系减小。负载电阻增加，根据负载特性知，电压几乎不变，输出功率与负载成反比规律下降；如果负载电阻减小，则功率放大器工作在欠压状态，电流几乎不变，输出功率与负载成反比规律下降。谐振时，功率放大器工作在临界状态；失谐后由于负载阻抗的模值下降，功率放大器工作在欠压状态，在变化的过程中，根据负载特性可知，电

流几乎不变，而电压将减小，故只能用电压指示调谐，电压输出最大，则说明谐振了。

例 3－4　一谐振功率放大器的工作频率为 10 MHz，晶体管输出特性如图 3－25 (a)所示，试分别画出 $u_{BE}=[0.5+2.5\sin(2\pi\times10^7t)]$ V 及 $u_{BE}=\left[0.5+2.5\times10^3\left(2\pi\times10^7t+\frac{\pi}{2}\right)\right]$ V 时的临界和过压状态下的输出电流波形。

题意分析：临界状态下功率放大器的动特性曲线是由两根折线段组成的，

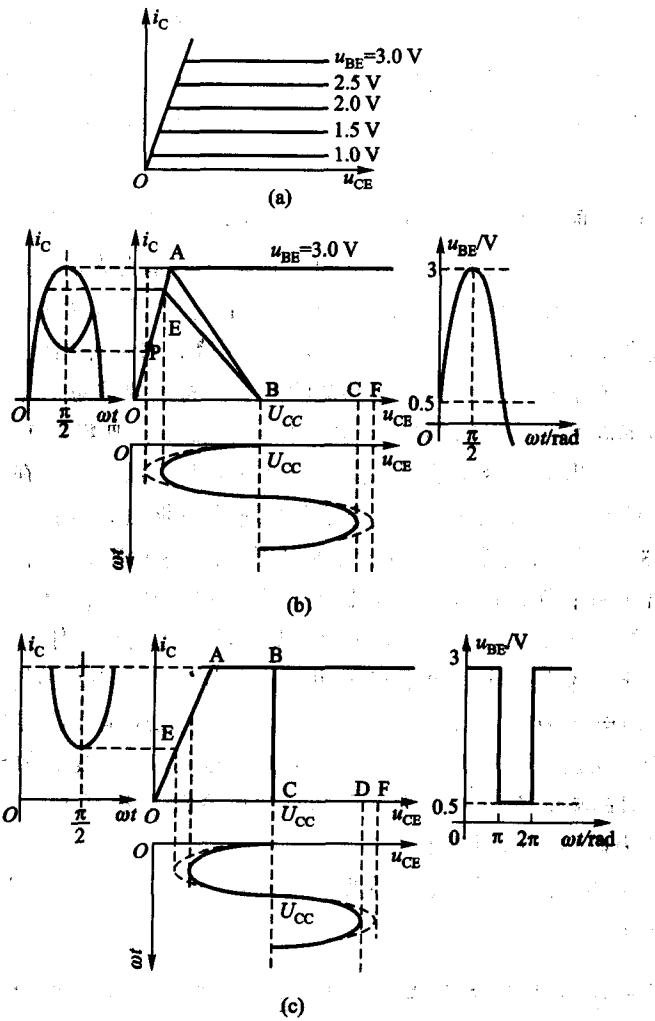


图 3－25　例 3－4 图

(a) 晶体管输出特性曲线；(b) $u_{BE}=[0.5+2.5\sin(2\pi\times10^7t)]$ V 时的输出电压波形；

(c) $u_{BE}=\left[0.5+2.5\times10^3\left(2\pi\times10^7t+\frac{\pi}{2}\right)\right]$ V 时的输出电压波形

其电流是完整的脉冲；而在过压状态时的动特性曲线中，进入到饱和区的部分用临界饱和线代替，电流为具有凹陷的脉冲。但无论是哪种状态，由于负载为选频网络，故输出电压为完整的余弦信号。

解：输入为 $u_{BE}=[0.5+2.5\sin(2\pi\times10^7t)]$V 时，临界状态下，输出电流为余弦脉冲，由于输入信号频率等于功率放大器的工作频率，故输出电压为余弦信号；过压状态下，输出电流为出现凹陷的余弦脉冲，由于负载的选频作用，输出电压还是余弦信号，如图 3－25 (b)所示。输入为 $u_{BE}=\left[0.5+2.5\times10^3\left(2\pi\times10^7t+\frac{\pi}{2}\right)\right]$ V 时，输入的是方波信号，临界状态下，输出电流为方波脉冲，由于负载的选频作用，只有 10 MHz 的信号在负载上产生压降，故输出电压为余弦信号；过压状态下，输出电流为出现凹陷的方波脉冲，但输出电压还是余弦信号，如图 3－25 (c)所示。

讨论：输入信号为 $u_{BE}=\left[0.5+2.5\times10^3\left(2\pi\times10^7t+\frac{\pi}{2}\right)\right]$ V 时，输入的是方波信号，进行傅里叶级数展开后可知，它实际上是由直流与 10 MHz 余弦信号及 10 MHz 的奇数倍的余弦信号组成的。由于功率放大器的工作频率是 10 MHz，故在负载上只有 10 MHz 的成分产生压降，进而输出电压为 10 MHz 的余弦信号，电流中其他分量的信号都被滤除了。特别要注意的是，无论是什么状态下，功率放大器输出的都是 10 MHz 的余弦信号。画输出电流波形时一定要结合输入、输出电压两个信号，这一点在输入为方波且工作在过压状态下时表现得最为明显。输入是三角波、锯齿波等非余弦波时，分析方法与此相同。

例 3－5 一谐振功率放大器，原来工作在临界状态，后来发现该功率放大器的输出功率下降，但效率反而提高，但电源电压 U_{CC}、输出电压振幅 U_c 及 U_{bemax}不变，问这是什么原因造成的，此时功率放大器工作在什么状态？

题意分析：本题是考察灵活运用功率放大器的外部特性的能力。由电源电压 U_{CC}、输出电压振幅 U_c 及 U_{bemax}不变，可知 I_{Cmax}还是在临界饱和线上，工作状态不变。又由于电源电压 U_{CC}、输出电压振幅 U_c 不变，故电压利用系数 ξ 不变；根据影响效率 η 的因素，可知是波形系数 γ 提高了，即是 θ 减小了，本题就归结为影响 θ 的因素了。

解：由于 U_{CC}、u_C 及 U_{bemax}不变，即 u_{CEmin}、u_{BEmax}不变，因此功率放大器的工作状态不变。

由于 $\xi=\frac{U_c}{U_{CC}}$，所以 ξ 不变；而 $\eta=\frac{1}{2}\xi\gamma$，故效率的提高是由于 γ 的增加，这是通过 θ 的减小来实现的。要减小 θ，有两个途径：一个是减小输入信号的振幅 U_b，另一个是减小 U_{BB}；但要求 u_{BEmax}不变，故只能减小 U_{BB}，同时增大输入信号的振幅 U_b。输出功率下降，但 U_c 不变，所以只能是增加负载阻抗。

讨论：如何应用功率放大器的外部特性来调整其工作状态，这是一个难点，需要考虑到每一个外部因素的影响。

例 3－6　试画出一个两级谐振功率放大器的实际线路，要求：

① 两级均采用 NPN 型晶体管，发射极直接接地；

② 第一级基极采用组合式偏置电路，与前级互感耦合；第二级基极采用零偏电路；

③ 第一级集电极馈电线路采用并联形式，第二级集电极馈电线路采用串联形式；

④ 两级间回路为 T 型网络，输出回路采用 π 型匹配网络，负载为天线。

题意分析：基极馈电线路和集电极馈电线路均有串联馈电和并联馈电两种形式。串联馈电是指输入回路或输出回路、晶体三极管、电源三者之间是串联关系，并联馈电是指输入回路或输出回路、晶体三极管、电源三者之间是并联关系。基极馈电还有自偏压、组合偏压等其他形式，零偏压方式是自偏压的一种特殊形式。

解：满足上述各项要求的电路如图 3－26 所示。

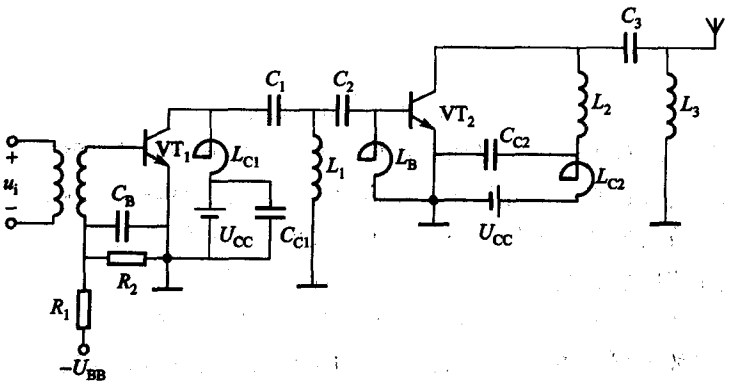


图 3－26　例 3－6 图

讨论：构成一个实际电路时应满足：交流要有交流通路，直流要有直流通路，而且交流不能流过直流电源，否则电路将不能正常工作，因此，设计时需要正确使用阻隔元件：扼流圈 L_B、旁路或耦合电容 C_B。画出一个电路后应根据上述的原则进行检查。

例 3－7　改正图 3－27 (a)线路中的错误，不得改变馈电形式，重新画出正确的线路。

题意分析：这是一个两级功率放大器电路，分析时可以一级一级地考虑，且要分别考虑输入回路、输出回路是否满足“交流要有交流通路，直流要有直

流通路，而且交流不能流过直流电源”的原则。

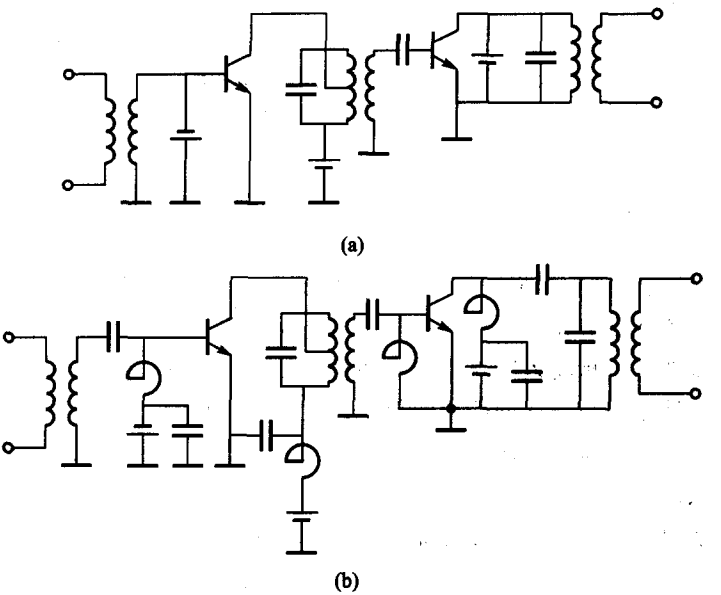


图 3－27 例 3－7 图

(a) 有误线路；(b) 正确线路

解：第一级放大器的基极回路：输入的交流信号将流过直流电源，应加扼流圈和滤波电容；直流电源被输入互感耦合回路的电感短路，应加隔直电容。

第一级放大器的集电极回路：输出的交流信号将流过直流电源，应加扼流圈；加上扼流圈后，交流没有通路，故还应加一旁路电容。

第二级放大器的基极回路：没有直流通路，应加一扼流圈。

第二级放大器的集电极回路：输出的交流信号将流过直流电源，应加扼流圈及滤波电容；直流电源将被输出回路的电感短路，应加隔直电容。

正确线路如图 3－27 (b)所示。

讨论：因题目要求不得改变馈电形式，所以，在分析时应搞清输入回路、输出回路的交、直流通路错在哪里，然后才能正确改正。

例 3－8 试设计一 L 型匹配网络作为功率放大器的输出电路。已知：工作频率 $f = 5$ MHz，功率放大器临界电阻 $R_{Lcr} = 100\ \Omega$，天线端电阻 $R = 10\ \Omega$。

分析：根据匹配网络的性质，本题只能选用 L－Ⅱ型网络，那么，网络中的参数应如何选择呢？这正是本题的主要目的。利用阻抗变换关系可以计算出匹配网络的 Q 值，从而利用第二章所讲的谐振回路的特性来设计出我们需要的网络。

解：根据匹配网络的性质，采用图 3－28 所示的电路，串联支路用电感，并联支路用电容，这对滤除高频有利(属于低通型)。

回路的品质因数

$$Q=\sqrt{\frac{R_{\mathrm{Lcr}}}{R}-1}=3$$

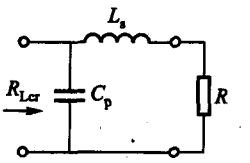


图 3－28　例 3－8 图

串联电抗

$$X_s=QR=30\ \Omega$$

串联电感

$$L_s=\frac{X_s}{\omega}=0.95\ \mu\mathrm{H}$$

并联电容

$$C_p=\frac{1}{\omega X_p}=\frac{1}{\omega\dfrac{R^2+X_s^2}{X_s}}=995\ \mathrm{pF}$$

讨论：只有清楚 L 型网络的阻抗变换，并对谐振回路充分了解的情况下才能正确分析本题。一些同学拿到本题后不知如何着手，其实冷静分析一下还是能正确求解的：由阻抗变换的要求，利用阻抗变换公式计算出网络所需的 Q 值，利用回路的 Q 值及计算公式 $Q=\omega_0 L/r$，可以得到所需的电感值，由回路谐振频率的计算公式就可以求出 C 的值了。

第四节　自　测　题

3－1　对高频小信号放大器的主要要求是什么？

3－2　中和法和失配法各有何优、缺点？

3－3　高频谐振放大器中，造成工作不稳定的主要因素是什么？它有哪些不良影响？为了使放大器稳定工作，可以采取哪些措施？

3－4　三级单调谐中频放大器的中心频率 $f_0=465$ kHz，若要求总的带宽 $B_{0.707}=8$ kHz，求每一级回路的 3 dB 带宽和回路有载品质因数 Q_L 的值。

3－5　若采用三级临界耦合双回路谐振放大器作中频放大器(三个双回路)，中心频率为 $f_0=465$ kHz。当要求 3 dB 带宽为 8 kHz 时，每级放大器的 3 dB 带宽有多大？当偏离中心频率 10 kHz 时，电压放大倍数与中心频率相比，下降了多少 dB？

3－6　什么叫做高频功率放大器？它的功用是什么？应对它提出哪些主要要求？为什么高频功率放大器一般在 B 类、C 类状态工作？为什么通常采用谐振回路作负载？

3－7 高频功率放大器的欠压、临界、过压状态是如何区分的？各有什么特点？当 U_{CC}、U_{BB}、U_b 和 R_L 四个外界因素只变化其中的一个时，高频功率放大器的工作状态如何变化？

3－8 已知高频功率放大器工作在过压状态，若现欲将它调整到临界状态，那么可以通过改变哪些外界因素来实现？变化方向如何？在此过程中，集电极输出功率 P_1 如何变化？

3－9 高频功率放大器中，提高集电极效率的主要意义是什么？

3－10 设晶体管的理想化转移特性如图 P3－1 所示。已知：$U_{BB}=0.1$ V，$u_i=(1.5\cos\omega t)$V。回路调谐在输入信号频率上，试在转移特性上画出输入电压和集电极电流的波形，并求出 I_{C0}、I_{c1} 的大小。

3－11 设一理想化晶体管静特性如图 P3－2 所示。已知：$U_{CC}=24$ V，$U_c=21$ V，基极偏压为零，$U_b=2.5$ V，试做出它的动特性曲线。此功率放大器工作在什么状态？并计算此功率放大器的 θ、P_1、P_0、η 及负载阻抗的大小，画出满足要求的基极回路。

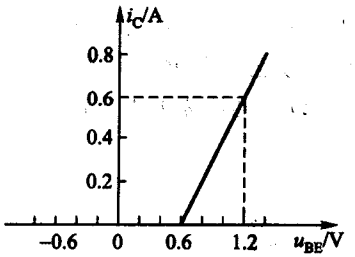


图 P3－1 题 3－10 图

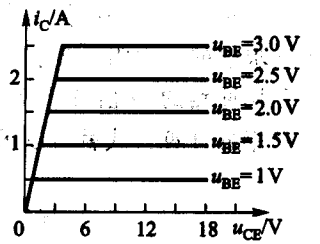


图 P3－2 题 3－11 图

3－12 某高频功率放大器工作在临界状态，导通角 $\theta=75°$，输出功率为 30 W，$U_{CC}=24$ V，所用高频功率管的 $S_c=1.67$ A/V，管子能安全工作。

① 计算此时的集电极效率和临界负载电阻。

② 若负载电阻、电源电压不变，则要使其输出功率不变，而工作效率提高，应如何调整？

③ 输入信号的频率提高一倍，而保持其他条件不变，问功率放大器的工作状态将如何变化，功率放大器的输出功率大约是多少？

3－13 某高频功率放大器工作在临界状态，已知：$U_{CC}=24$ V，$I_{Cmax}=250$ mA，$P_0=6$ W，$\xi=0.95$。试计算集电极效率和临界负载电阻。

3－14 试回答下列问题：

① 利用功率放大器进行振幅调制时，当调制的音频信号加在基极或集电极时，应如何选择功率放大器的工作状态？

② 利用功率放大器放大振幅调制信号时，应如何选择功率放大器的工作状态？

③ 利用功率放大器放大等幅度的信号时，应如何选择功率放大器的工作状态？

3－15　工作频率提高后，高频功率放大器的增益通常会下降，最大输出功率和集电极效率也降低，这是由哪些因素引起的？

3－16　改正图 P3－3 线路中的错误，不得改变馈电形式，重新画出正确的线路。

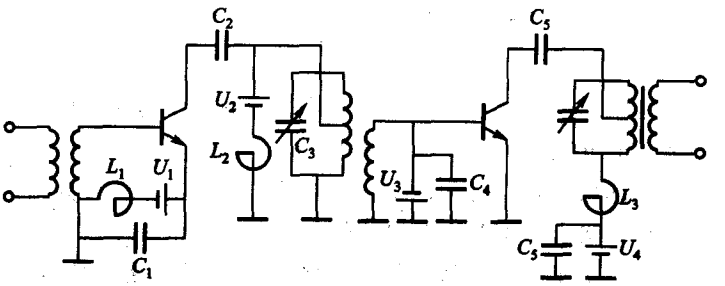


图 P3－3　题 3－16 图

3－17　试画出一高频功率放大器的实际线路，要求：

① 采用 NPN 型晶体管，发射极直接接地；

② 集电极采用并联馈电形式，输出回路采用 π 型网络，负载为天线；

③ 基极零偏压，与前级互感耦合。

3－18　试画出一高频功率放大器的实际线路，要求：

① 采用 NPN 型晶体管，发射极直接接地；

② 集电极采用串联馈电形式，与振荡回路的抽头连接；

③ 基极采用串联馈电，自偏压，与前级互感耦合。

3－19　一高频功率放大器以抽头并联回路作为负载，振荡回路采用可变电容调谐。工作频率 $f=5$ MHz，调谐时，电容 $C=200$ pF，回路有载品质因数 $Q_L=20$，放大器要求的最佳负载阻抗 $R_{Lcr}=50\ \Omega$，试计算回路电感 L 和接入系数 p。

第四章
正弦波振荡器

第一节 主要内容

在广播、电视、通信设备以及各种信号源、测量仪器中，振荡器都是不可缺少的核心组成部分之一，是一种最基本的电子线路。振荡器也是一种能量转换器，它无需外部激励就能自动地将直流电源供给的功率转换为指定频率和振幅的交流信号功率输出。本章主要讨论的是在通信技术等领域广泛应用的、利用正反馈原理产生正弦波的振荡器及其选频网络：*LC* 网络或晶体谐振器。

一、反馈型振荡器原理

反馈型振荡器是由放大器和反馈网络组成的一个闭合环路，反馈网络一般是由无源器件组成的线性网络，如图 4－1 所示。不考虑反馈网络时，该电路即为一调谐放大器，它在输入信号 $\dot{U}_i$ 的激励下，得到放大了的输出信号 $\dot{U}_o$（$\dot{U}_o = K(j\omega)\dot{U}_i$）；考虑反馈网络时，放大器的输入为 $\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_i + \dot{U}_f$，若反馈回来的信号满足 $\dot{U}_f = \dot{U}_i$，则不加输入信号 $\dot{U}_i$ 也能产生稳定的输出 $\dot{U}_o$，这就构成了振荡器。因此，反馈型振荡器中必须有正反馈电路。

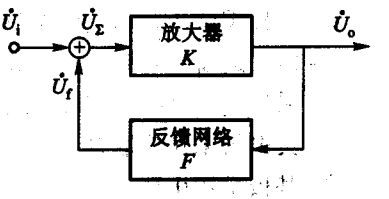


图 4－1 反馈型振荡器组成

振荡器要正常工作，必须同时满足以下三个条件：

1. 平衡条件

由图 4－1 有

$$\dot{U}_f = F(j\omega)\dot{U}_o = K(j\omega)F(j\omega)\dot{U}_i = T(j\omega)\dot{U}_i \tag{4-1}$$

式中，$T(j\omega)$称为环路增益；则振荡器的平衡条件可以表示为

$$T(j\omega) = 1 \tag{4-2}$$

也可以表示为

$$|T(j\omega)| = 1 \tag{4-3a}$$

$$\varphi_T = 2n\pi \qquad n = 0,1,2,\cdots \tag{4-3b}$$

式(4-3a)和式(4-3b)分别称为振幅平衡条件和相位平衡条件。振幅平衡条件决定振荡器输出信号的幅度，相位平衡条件决定振荡器输出信号的频率。

对于单调谐回路振荡器，$T(j\omega)$为

$$T(j\omega) = -Y_f(j\omega)Z_L F(j\omega) = Y_f(j\omega)Z_L F'(j\omega) \tag{4-4}$$

式中，Y_f为晶体管的正向传输导纳，Z_L为放大器的负载阻抗，F为反馈网络的反馈系数，F'是为分析方便引入的参数。因此，单调谐回路振荡器的平衡条件又可以写为

$$Y_f R_L F' = 1 \tag{4-5a}$$

$$\varphi_f + \varphi_L + \varphi_{F'} = 2n\pi \qquad n = 0,1,2,\cdots \tag{4-5b}$$

振荡器的振荡频率可从式(4-3b)或式(4-5b)中求出来。

2. 起振条件

振荡器工作时，其初始的激励是接通电源时存在的电冲击及各种热噪声等。但这些信号较弱，为建立起振荡必须使此时的反馈电压大于前一时刻的输入电压，即有$U_f > U_i$，形成一种增幅振荡，因此，自激振荡的起振条件为

$$T(j\omega) > 1 \tag{4-6}$$

也可表示为

$$|T(j\omega)| > 1 \tag{4-7a}$$

$$\varphi_T = 2n\pi \qquad n = 0,1,2,\cdots \tag{4-7b}$$

式(4-7a)和式(4-7b)分别称为起振的振幅条件和相位条件，其中起振的相位条件即为正反馈条件。

单调谐回路振荡器的起振条件可以写为

$$Y_f R_L F' > 1 \tag{4-8a}$$

$$\varphi_f + \varphi_L + \varphi_{F'} = 2n\pi \qquad n = 0,1,2,\cdots \tag{4-8b}$$

当输出幅度增加到一定程度时，由于放大器的非线性作用，振荡器进入限幅状态。振荡器从起振到平衡的过程是相当短暂的，可以认为一加电，振荡器就有稳定的输出。

3. 稳定条件

振荡器的稳定性表现为当振荡器受到外界因素影响偏离原来的平衡点时，能通过振荡器自身的调节回到原来的平衡点。振荡器的稳定可从环路增益的振幅和频率两方面考虑。要使振幅稳定，在振幅增大时，环路增益T应减小；同理，振幅减小时，T应增大。考虑到反馈网络为线性网络，T的变化完全由K决定，故振幅稳定条件为

$$\left.\frac{\partial K}{\partial U_i}\right|_{U_i = U_{iA}} < 0 \tag{4-9}$$

相位稳定条件为

$$\left.\frac{\partial \varphi_L}{\partial \omega}\right|_{\omega=\omega_1} < 0 \tag{4-10}$$

由此可见，振荡器正常工作的三个条件可分为振幅和相位共计六个条件，相位平衡条件和相位起振条件是相同的，放大器的非线性可以满足振幅稳定条件，谐振回路的相频特性满足相位稳定条件。因此，在分析振荡器时，一般只要判断振荡器是否满足相位平衡条件即是否为正反馈以及是否满足振幅起振条件即可。

二、*LC* 振荡器

1. 互感耦合的振荡器

图 4－2 所示为一振荡器的实际线路。图中，反馈网络是由 L 和 L_1 间的互感 M 担任，因而称为互感耦合反馈振荡器，或称为变压器耦合振荡器。设振荡器的工作频率等于回路谐振频率，当基极加有信号 $\dot{U}_b$ 时，由晶体三极管中的电流流向关系可知，集电极输出电压 $\dot{U}_c$ 与输入电压 $\dot{U}_b$ 反向，根据图中两线圈上所标的同名端可以判断出反馈线圈 L_1 两端的电压 $\dot{U}'_b$ 与 $\dot{U}_c$ 反向，故 $\dot{U}'_b$ 与 $\dot{U}_b$ 同向，该反馈为正反馈。反馈系数的大小为 $F = M/L_1$，因此，只要电路设计得合理，在工作时满足 $\dot{U}'_b = \dot{U}_b$ 的条件，输出端就会有正弦波输出。

2. 三端式振荡器

(1) 组成原则

三端式(又称三点式)振荡器是指 *LC* 回路的三个端点与晶体管的三个电极分别相连而成的电路，如图 4－3 所示。图中，三个电抗元件 X_1、X_2、X_3 构成了决定振荡频率的并联谐振回路，同时也构成了正反馈所需的反馈网络。从相位条件看，要构成振荡器必须满足：

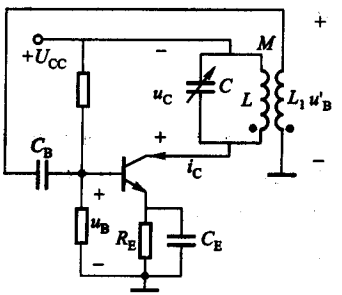


图 4－2 互感耦合的振荡器线路

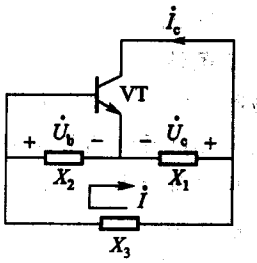


图 4－3 三端式振荡器的组成线路

① 与发射极相连的两电抗 X_1、X_2 性质相同；

② X_3 与 X_1、X_2 的性质相反。

简单可记为“射同它异”。对于场效应管振荡器只要将发射极改为源极即可。

如果 X_1、X_2 呈现容性，则 X_3 为感性时称为电容反馈振荡器，也称为考必兹振荡器；如果 X_1、X_2 呈现感性，则 X_3 为容性时称为电感反馈振荡器，也称为哈特莱振荡器。

(2) 电容反馈振荡器

图 4-4 (a)所示为一电容反馈振荡器的实际电路，图 4-4 (b)所示为其交流等效电路。

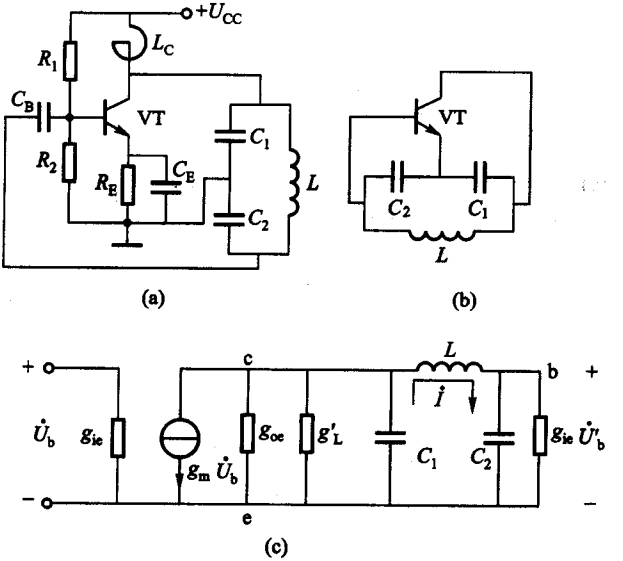


图 4-4　电容反馈振荡器电路

(a) 实际电路；(b) 交流等效电路；(c) 高频等效电路

电路是否能振荡，还应看起振的振幅条件，高频等效电路如图 4-4 (c)所示。图中的 g'_L 表示回路的损耗以及负载反映在晶体管输出端的总电导。由图可求出环路增益 $T(j\omega)$，令虚部为零，即得振荡器的振荡频率为

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{g_{ie}(g_{oe} + g'_L)}{C_1 C_2}} \tag{4-11}$$

式中，C 为回路的总电容，且

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

可以看到，振荡器的实际工作频率不等于回路的谐振频率，但相差不大，工程上分析时可以认为二者相等，即

$$\omega_1 \approx \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \tag{4-12}$$

反馈系数的大小为

$$F = \frac{C_1}{C_2} \tag{4-13}$$

根据起振时的环路增益 $T(j\omega)$的实部应大于 1 可以分析出起振的振幅条件。

(3) 电感反馈振荡器

图 4-5 所示为一电感反馈振荡器的实际电路和交流等效电路。振荡器的振荡频率为

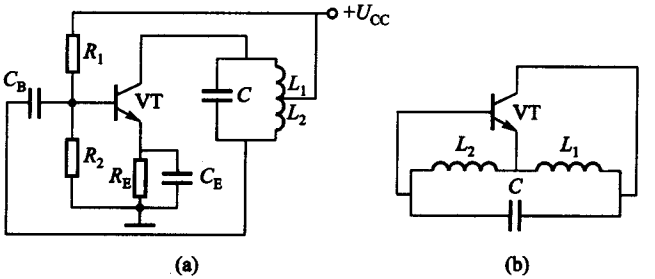


图 4-5 电感反馈振荡器电路

(a) 实际电路；(b) 交流等效电路

$$\omega_1 \approx \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \tag{4-14}$$

式中，L 为回路的总电感，即

$$L = L_1 + L_2 + 2M \tag{4-15}$$

反馈系数的大小为

$$F \approx \frac{L_2 + M}{L_1 + M} \tag{4-16}$$

(4) 电容反馈振荡器和电感反馈振荡器的比较

① 两种线路都简单，容易起振。

② 电容反馈振荡器的输出波形比电感反馈振荡器的输出波形好。这是因为电容反馈振荡器中，反馈是由电容产生的，高次谐波在电容上产生的反馈压降较小，输出中高频谐波小；而电感反馈的振荡器中，反馈是由电感产生的，高次谐波在电感上产生的反馈压降较大，输出中高频谐波大。

③ 电容反馈振荡器的最高工作频率一般比电感反馈振荡器的高。这是因

为电感反馈振荡器中，晶体管的极间电容与回路电感并联，在频率高时可能改变电抗的性质；电容反馈振荡器中，极间电容与电容并联，频率变化不改变电抗的性质。

④ 电容反馈振荡器一般情况下为点频工作，频率变化范围小；而电感反馈振荡器可以波段工作，变化范围大。

因此，电容反馈振荡器在许多场合得到了应用。

(5) 两种改进型电容反馈振荡器

① 克拉泼(Clapp)振荡器。图 4-6 所示为克拉泼振荡器的实际电路和交流等效电路，它是用电感 L 和可变电容 C_3 的串联电路代替原电容反馈振荡器中的电感构成的，且 $C_3 \ll C_1$、C_2。只要 L 和 C_3 串联电路等效为一电感(在振荡频率上)，该电路即满足三端式振荡器的组成原则。

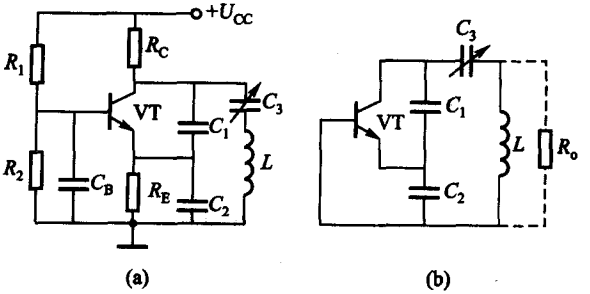


图 4-6　克拉泼振荡器电路

(a) 实际电路；(b) 交流等效电路

由图可见，晶体管是以部分接入的方式与回路连接的，其接入系数为

$$p \approx \frac{C_3}{C_1} \ll 1 \tag{4-17}$$

晶体管对谐振回路的影响很小，因而频率稳定度高。

振荡器的振荡频率为

$$\omega_1 \approx \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \approx \sqrt{\frac{1}{LC_3}} \tag{4-18}$$

反馈系数的大小为

$$F = \frac{C_1}{C_2} \tag{4-19}$$

克拉泼振荡器频率的改变是通过调整 C_3 来实现的，C_3 改变，p 改变，因此，等效到放大器输出端的负载电阻 R_L 将随之改变，放大器的增益也将改变，调频率时有可能因环路增益不足而停振。因此，克拉泼振荡器主要用于固

定频率或波段范围较窄的场合，其频率覆盖系数(最高工作频率与最低工作频率之比)一般只有 1.2～1.3。

② 西勒(Siler)振荡器。图 4－7 所示为西勒振荡器的实际电路和交流等效电路。西勒振荡器是在克拉泼振荡器的基础上增加了一个大的可变电容与电感并联，并把小电容 C_3 改为固定电容，这样可使振荡器的振荡频率在很大的范围内变化。与克拉泼振荡器一样，图中 $C_3 \ll C_1$、C_2，因此，晶体管与回路之间耦合较弱，频率稳定度较高。

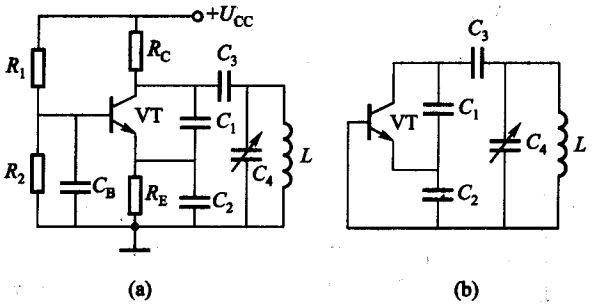


图 4－7 西勒振荡器电路

(a) 实际电路；(b) 交流等效电路

西勒振荡器的振荡频率为

$$\omega_1 \approx \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}} \approx \sqrt{\frac{1}{L(C_3 + C_4)}} \tag{4-20}$$

反馈系数大小与克拉泼电路相同。由于西勒振荡器改变频率是通过调整 C_4 实现的，C_4 的改变并不影响接入系数 p，对增益影响较小，故西勒振荡器适用于较宽波段工作，频率覆盖系数可达 1.6～1.8。

三、频率稳定度

振荡器的频率稳定度是指在指定 f_0 的时间间隔内，外界条件的变化引起振荡器的实际工作频率 f_1 偏离标称频率的程度，一般用下式表示

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_1 - f_0}{f_0} \tag{4-21}$$

根据时间间隔，频率稳定度可分为长期稳定度、短期稳定度、瞬时稳定度等。一般所说的频率稳定度主要是指短期稳定度，即指一天之内，以小时、分钟或秒计的时间间隔内，频率的相对变化。产生这种频率不稳定的因素有温度、电源电压、噪声等。

振荡器的频率主要决定于谐振回路的参数，同时与晶体管的参数也有关。

因此，稳频的主要措施有：提高振荡回路的标准性；减少晶体管的影响，降低晶体管和回路之间的耦合；提高回路的品质因数等。

一般的电容、电感反馈振荡器的频率稳定度为 10^{-3}量级；由于降低了晶体管和回路之间的耦合，两种改进型的电容反馈振荡器的频率稳定度可以达到 10^{-4}量级。

四、石英晶体振荡器

石英晶体由于具有正反压电效应，因此可以做成谐振器使用。石英晶体谐振器与一般的谐振回路相比，具有以下几个明显的特点：回路的标准性高，受外界因素(如温度、震动等)影响较小；接入系数 $p \approx \dfrac{C_q}{C_0} \ll 1$；$Q = \dfrac{\omega L_q}{r_q} \gg 1$。因此，石英晶体谐振器的频率稳定度较高，可以达到 10^{-4}量级以上。

晶体振荡器分为两大类：并联型晶体振荡器和串联型晶体振荡器。在并联型晶体振荡器中，晶体起等效电感的作用；在串联型晶体振荡器中，晶体起选频短路线的作用。

1. 并联型晶体振荡器

图 4－8 所示为一电容反馈的皮尔斯晶体振荡器线路。当振荡器的振荡频率在晶体的串联谐振频率和并联谐振频率之间时，晶体呈感性，该电路满足三端式振荡器的组成原则，可以振荡。

该电路的工作频率近似认为是晶体的标称频率，电路中的小电容 C_3 起到微调振荡器频率的作用，同时也起到减小晶体管和晶体之间的耦合的作用。

图 4－9 所示为应用泛音晶体构成的皮尔斯振荡器电路，图中的 L、C_1 回路的作用是抑制基频和低次泛音。

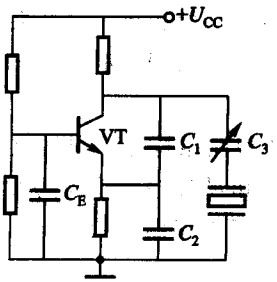


图 4－8　皮尔斯振荡器

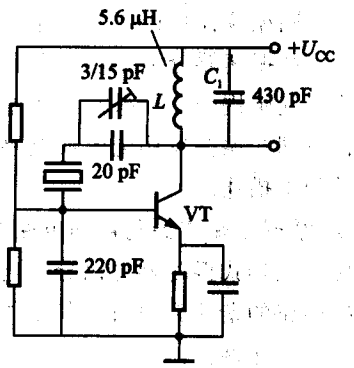


图 4－9　泛音晶体皮尔斯振荡器

2. 串联型晶体振荡器

图 4－10 所示为一串联型晶体振荡器的实际电路和等效电路。图中，晶体接在反馈支路中，如果将晶体短路，该电路即为一电容反馈的振荡器。

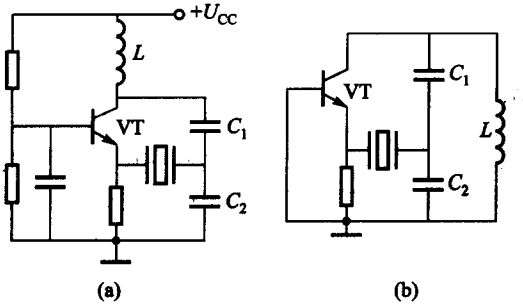


图 4－10 串联型晶体振荡器

(a) 实际电路；(b) 交流等效电路

第二节 重点与难点

一、本章的重点

① 掌握反馈式正弦波振荡器的基本工作原理，包括振荡器要正常工作所必须满足的起振条件、平衡条件及稳定条件。还应清楚谐振回路对产生正弦波的作用。

② 考虑到放大器的非线性和谐振回路的实际特性，分析振荡器时，一般只需对其相位平衡条件(正反馈条件)和振幅起振条件进行分析，若这两个条件均满足，则振荡器可以正常工作。

③ *LC* 振荡器分为互感耦合反馈振荡器(变压器耦合反馈振荡器)和三端式振荡器。互感耦合反馈振荡器通过互感(变压器)进行反馈，用同名端来保证正反馈；三端式振荡器用电容或电感完成反馈，其正反馈可用“射同他异”(“源同他异”)来描述。

④ 掌握三端式振荡器的电路组成、工作原理和性能特点。根据反馈网络的性质，三端式振荡器可以分为电容反馈振荡器和电感反馈振荡器两大类，常将谐振回路的谐振频率看作其工作频率。根据两种反馈振荡器的特点，通常采用电容反馈振荡器。

⑤ 针对基本电容反馈振荡器的缺点进行改进，得到了两种改进型的电容反馈振荡器——克拉泼振荡器和西勒振荡器，其基本原理是，通过引入一小电

容 C_3 来降低晶体管对回路的影响，提高振荡器的频率稳定度。

⑥ 频率稳定度是振荡器的一个非常重要的指标。分析影响频率稳定度的原因，得出改善频率稳定度的措施：提高振荡回路的标准性，减少晶体管和回路之间的耦合，提高回路的品质因数等。

⑦ 由于晶体谐振器的频率标准性高、接入系数很小、品质因数很高，所以，用其构成振荡器可以大大提高振荡器的频率稳定度。晶体振荡器分为并联型晶体振荡器和串联型晶体振荡器两大类。在并联型晶体振荡器中，晶体是谐振回路的一部分，起等效电感的作用；在串联型晶体振荡器中，晶体是反馈网络的一部分，起选频短路线的作用。当晶体振荡器泛音工作时，电路中需增加一谐振回路，以破坏振荡器在基频或低次泛音下的正反馈条件，从而保证晶体能工作在需要的泛音下。

二、本章的难点

① 反馈是在通信与电子系统中经常出现的概念，但大多是负反馈，如在放大器中，采用负反馈以提高放大器的稳定度，避免自激；而在振荡器中，需要的就是自激，关键的就是正反馈。如何完成正反馈就成为振荡器的关键所在。

② 振荡条件的分析是振荡器的理论基础，其中最重要的就是环路增益 $T(j\omega)=U_f(j\omega)/U_i(j\omega)$，它是反馈电压与输入电压的比值，它可以反映出振荡器是增幅振荡、稳幅振荡还是减幅振荡。

③ 振荡器的初始激励是电路中的各种电扰动，因此，起振时必须是增幅振荡，由此理解起振的振幅条件就比较容易。输出不可能无限制地增加下去，因此，随着输出的逐步增大，放大器进入其非线性区，环路增益将减小，达到输出振幅不变时环路增益应等于 1，振幅平衡条件也就好理解了。起振的相位条件和平衡的相位条件均是由正反馈原理得来的。平衡不等于稳定，振荡器受外界因素的影响将改变振幅和频率大小甚至停振，为此振荡器还必须满足振幅和相位稳定条件。振荡器在满足了起振条件后即可以输出信号，产生正弦波的原因是采用了谐振回路作负载，由谐振回路的选频性决定了输出信号中的频率成分。另外，要求振荡器中的谐振回路品质因数要高，这样有利于振荡器的振荡和提高频谱的纯度。

④ 在 *LC* 振荡器中介绍了互感耦合振荡器和三端式振荡器。从相位条件出发，判断是否满足正反馈的原则看似简单，特别是对三端式振荡器原理电路，三个电抗元件可能是由回路构成时应注意回路呈现的性质，这就需要对串联谐振回路和并联谐振回路的相频特性掌握得非常熟练。由于工程上分析时，用回路的谐振频率代替振荡器的工作频率，所以，计算振荡器的振荡频率变得

简单了。另外，工程上计算振荡器的反馈系数的大小时，用电压比等于阻抗比来求解。对两种改进型的振荡器应注意电路上是如何改进的，各有何特点。

⑤ 振荡器电路的组成是振荡器中的一大难点。如何正确地构成振荡器的实际电路，需掌握其电路的组成原则。振荡器的组成原则与高频放大器的组成原则基本相同。

⑥ 分清晶体在电路中的作用，可以区分并联型晶体振荡器和串联型晶体振荡器。无论何种晶体振荡器，其工作频率大都为晶体的标称频率。为了使得振荡器的实际频率与标称频率相同，通常在晶体上串联一小的可调电容，调节电容的大小使实际频率等于标称频率。对于泛音晶体振荡器，应注意电路中如何抑制基频或低的泛音。

⑦ 在设计振荡器的实际电路时，为了保证起振的振幅条件和振幅平衡条件，应使振荡器初始工作在线性放大区，并且电路中通常具有自偏压措施，使得平衡状态时工作点稳定，有助于振幅稳定。

第三节 典型例题分析

例 4－1 图 4－11 所示为一三回路振荡器的等效电路，设有下列四种情况：

① $L_1C_1 > L_2C_2 > L_3C_3$；

② $L_1C_1 < L_2C_2 < L_3C_3$；

③ $L_1C_1 = L_2C_2 > L_3C_3$；

④ $L_1C_1 < L_2C_2 = L_3C_3$。

试分析上述四种情况是否都能振荡，振荡频率 f_1 与回路谐振频率有何关系？各属于何种类型的振荡器？

题意分析：该电路类型属于三端式振荡器，是否能振荡就要看是否满足“射同他异”的原则，即要让 L_1、C_1 回路与 L_2、C_2 回路在振荡时呈现的电抗性质相同，L_3、C_3 回路的电抗性质则相反。图中三个回路均为并联谐振回路，根据并联谐振回路的相频特性可知，工作频率大于回路的谐振频率时，回路呈容性；工作频率小于回路的谐振频率时，回路呈感性。

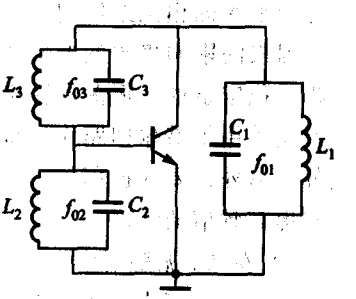


图 4－11 例 4－1 图

解：要使得电路振荡，根据三端式振荡器的组成原则有，L_1、C_1 回路与 L_2、C_2 回路在振荡时呈现的电抗性质相同，L_3、C_3 回路的电抗性质则不同。又由于三个回路都是并联谐振回路，所以根

据并联谐振回路的相频特性，该电路要能够振荡，三个回路的谐振频率必须满足 $f_{03} > \max(f_{01}、f_{02})$或 $f_{03} < \min(f_{01}、f_{02})$，所以

① $f_{01} < f_{02} < f_{03}$，故电路可能振荡，振荡的频率 f_1 为 $f_{02} < f_1 < f_{03}$，属于电容反馈的振荡器；

② $f_{01} > f_{02} > f_{03}$，故电路可能振荡，振荡的频率 f_1 为 $f_{02} > f_1 > f_{03}$，属于电感反馈的振荡器；

③ $f_{01} = f_{02} < f_{03}$，故电路可能振荡，振荡的频率 f_1 为 $f_{01} = f_{02} < f_1 < f_{03}$，属于电容反馈的振荡器；

④ $f_{01} > f_{02} = f_{03}$，故电路不可能振荡。

讨论：本题用三个并联谐振回路代替了基本电路中的三个电抗元件，判断时同样应满足“射同他异”的原则，这就要通过对回路的相频特性去判断。图中回路全是并联回路，若全换上串联或部分改为串联又如何分析呢？读者可根据该题的分析方法自行练习。

例 4－2　检查图 4－12 所示的振荡器线路有哪些错误？并加以改正。

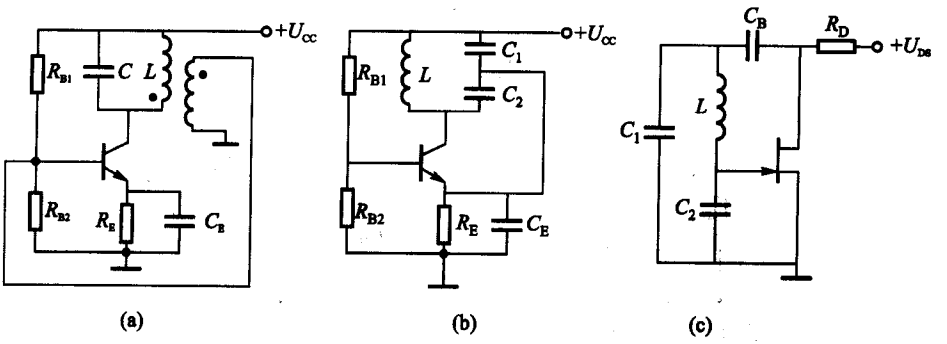


图 4－12　例 4－2 图

（a）有误的互感耦合振荡器线路；（b）有误的三端式振荡器线路；

（c）有误的场效应管三端式线路

题意分析：检查振荡器线路是否正确一般步骤为：①检查交流通路是否正确及是否存在正反馈。正反馈的判断对互感耦合电路应检查同名端，对三端式电路应检查是否满足“射同他异”的组成原则。②检查直流通路是否正确。需要进一步注意的是，为了满足起振的振幅条件，起振时应使放大器工作在线性放大区，即对于晶体三极管电路，直流通路应使得发射结正偏、集电结反偏；对于场效应管电路，如果是结型场效应管或耗尽型场效应管，应使 U_{GS}在 0 至 U_P 之间，如果是增强型场效应管，则应使 U_{GS}大于门限电压。而选择 U_{DS}时，N 沟道的场效应管的应大于 0，P 沟道的场效应管的应小于 0。

解：图 4－12（a）所示为互感耦合的振荡器，交流通路正确，但反馈为负

反馈，故应改变同名端；检查直流通路，发现基极直流电位被短路接地，故应加隔直电容。改正后的电路如图 4－13 (a)所示。

图 4－12 (b)所示为三端式的振荡器，检查交流通路时发现基极悬空，而发射极由于旁路电容 C_E 的存在而短路接地，回路电容 C_1 被完全短路掉，故去掉旁路电容 C_E，并给基极增加一旁路电容，这样才满足直流通路正确的原则。改正后的电路如图 4－13 (b)所示。

图 4－12 (c)所示为场效应管三端式电路，交流通路正确；检查直流通路发现，栅极无直流偏置，故应加直流偏置电路，所加的直流偏置电路应保证起振时工作在线性放大状态。改正后的电路如图 4－13 (c)所示。

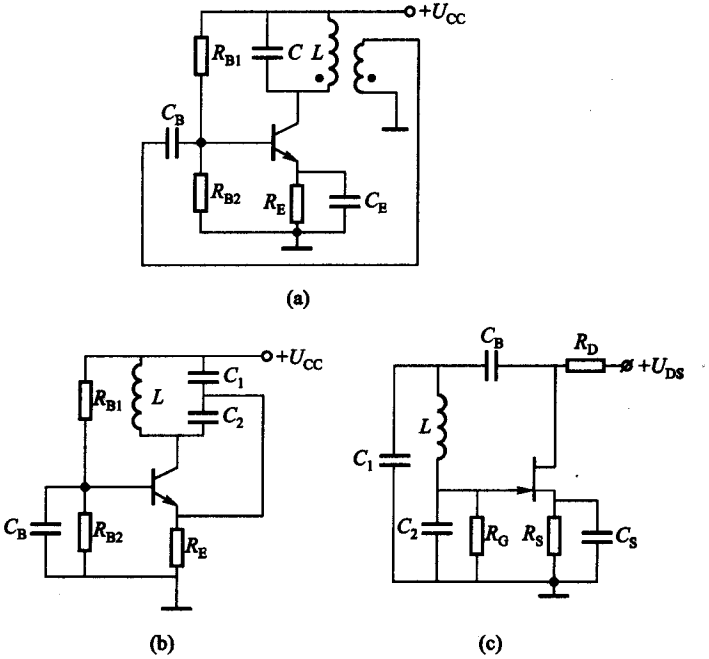


图 4－13 例 4－2 正确线路图

(a) 正确的互感耦合振荡器线路；(b) 正确的三端式振荡器线路；

(c) 正确的场效应管三端式线路

讨论：在高频电子线路中，直流要有直流通路，交流要有交流通路，这一原则必须要遵守。分析时，一般先检查交流通路是否正确，是否满足正反馈的要求，再检查直流通路是否正确，这样不易出错。上述步骤全部完成后，再复查一下，以免顾此失彼。

例 4－3 请给图 4－14 (a)所示的交流等效电路加上直流通路。

题意分析：本题给出了交流等效电路。为了使振荡器能正常工作，起振时

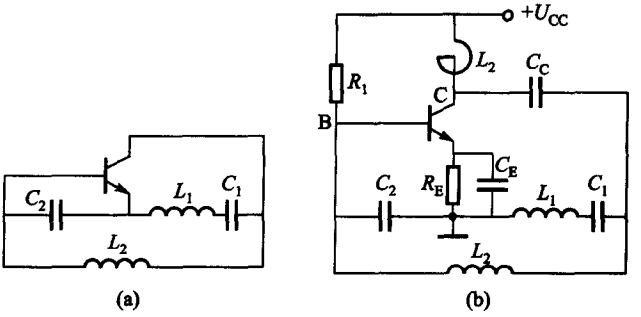


图 4－14　例 4－3 图

(a) 原交流等效电路图；(b) 加上直流后的电路图

晶体三极管必须工作在放大状态，加直流通路时应满足此条件。但要强调指出的是，在振荡器电路中，为了兼顾起振过程和稳定状态的技术要求，各类振荡器一般要采用自偏压电路。

解：加上直流通路后的电路如图 4－14 (b)所示。

讨论：在直流通路上应注意回路的电感是否对直流短路，图 4－14 (b)中如果不加电容 C_C，那么电感 L_2 将使晶体三极管的 B、C 两极对直流短路，从而不能满足起振的要求。图中，电阻 R_E 对直流将产生自偏压，使振荡器工作点稳定。已知交流等效电路，构成实际电路看似简单，但一些细节问题尚不能忽视。

例 4－4　一振荡器等效电路如图 4－15 所示。已知：$C_1 = 600$ pF，$C_3 = 20$ pF，$C_5 = 12 \sim 250$ pF，反馈系数大小为 $F = 0.4$，振荡器的频率范围为 1.2～3 MHz；试求：①C_2；②C_4；③L。

题意分析：本题是一西勒振荡器。已知反馈系数的大小，根据反馈系数的定义很容易求出电容 C_2 的大小。振荡器的工作频率近似认为是回路的谐振频率，本电路只有一个电感，就要看电感两端呈现的总电容的大小。由于电路中存在一可变的电容，因此，回路的总电容有一可调的范围，相应的振荡频率也有一范围。回路总电容的最小值对应的是频率的最大值，回路总电容的最大值对应的是频率的最小值，由此列出方程组可以计算出 C_4 和 L。

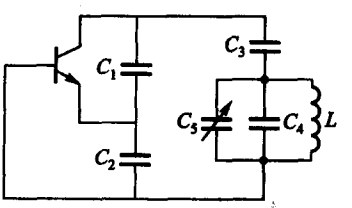


图 4－15　例 4－4 图

解：$C_2 = \dfrac{C_1}{F} = 1\ 500$ pF

由于 $C_3 \ll C_1$、C_2，则回路的总电容 C 为

$$C \approx C_3 + C_4 + C_5$$

$$f_{min} = 1.2 \times 10^6 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{max}}} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times \sqrt{L \times (20 + C_4 + 250) \times 10^{-12}}}$$

$$f_{max} = 3 \times 10^6 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{min}}} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times \sqrt{L \times (20 + C_4 + 12) \times 10^{-12}}}$$

因此 $C_4 = 13.3$ pF，$L = 62.2$ μH

讨论：本题直接利用了反馈系数及频率的计算公式，是一基本题。需要特别强调的是；反馈系数的定义是反馈电压除以输出电压，指的是反馈到晶体三极管 B、E 之间的电压除以晶体三极管 C、E 之间的输出电压。有些同学经常认为振荡器的输出电压就是晶体三极管的输出电压，这是不准确的，有些电路是，有些电路并不是。另外，在计算时，电压之比近似等于阻抗之比，只是由于回路电流远远大于外部电流所决定的。分析振荡器的工作频率时，采用工程处理方法，用回路的谐振频率代替工作频率，由于本题的谐振回路与晶体三极管之间的耦合很小(接入系数小)，所以近似计算工作频率的误差很小。

例 4－5 图 4－16 所示为一电容反馈振荡器的实际电路。已知 $C_1 = 50$ pF，$C_2 = 100$ pF，$C_3 = 10 \sim 260$ pF，要求工作频率范围为 10～20 MHz；试计算回路电感 L 和电容 C_0。设回路无载 $Q_0 = 100$，负载电阻 $R = 1$ kΩ，晶体管输入电阻 $R_i = 500$ Ω，若要求起振时环路增益 $K_0K_F = 8$，问跨导 g_m 和静态工作电流 I_{CQ} 必须为多大？

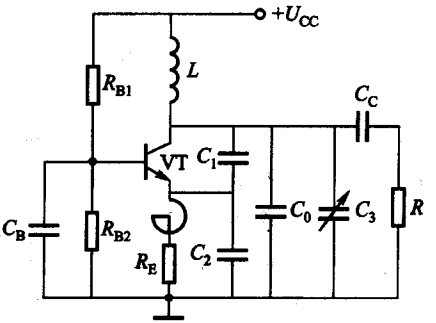


图 4－16 例 4－5 图

题意分析：在分析振荡器时，其工作频率可以用回路的谐振频率近似表示，由谐振频率的计算公式就可以得到回路的参数。由于振荡器工作频率范围，不同频率时呈现的谐振阻抗不同，在晶体三极管的输出端呈现的等效电阻也就不同，放大器的增益也将不同，起振条件随之发生变化，故要考虑到波段内所有频率都能正常起振，要求的 g_m 应大于计算出的 $g_{m\,max}$ 才行。

解：$f_0=\dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$，式中，$C$ 为(C_1 串 C_2)并 C_0 并 C_3，即

$$C=\frac{1}{1/C_1+1/C_2}+C_0+C_3=\begin{cases}43.33\ \text{pF}+C_0 & C_3=10\ \text{pF}\\ 293.33\ \text{pF}+C_0 & C_3=260\ \text{pF}\end{cases}$$

因此，解得

$$L=0.77\ \mu\text{H}$$

$$C_0=40\ \text{pF}$$

由于 $K_0K_F=g_mR_LK_F$，而

$$K_F=\frac{C_1}{C_2}=0.5$$

$$R_L=(R_0//R)p^2//\frac{R_i}{K_F^2}$$

$$p=\frac{C_2}{C_1+C_2}=\frac{2}{3}$$

$$R_0=2\pi fLQ_0=\begin{cases}4.835\ 6\ \text{k}\Omega & f_0=10\ \text{MHz}\\ 9.671\ 2\ \text{k}\Omega & f_0=20\ \text{MHz}\end{cases}$$

$$R_L=\begin{cases}311.5\ \Omega & f_0=10\ \text{MHz}\\ 336.1\ \Omega & f_0=20\ \text{MHz}\end{cases}$$

则

$$g_m=\begin{cases}17.85\ \text{mS} & f_0=10\ \text{MHz}\\ 19.26\ \text{mS} & f_0=20\ \text{MHz}\end{cases}$$

故 $g_m\geqslant 19.26\ \text{mS}$，$I_{CQ}=g_m\times 26\ \text{mV}\geqslant 0.5\ \text{mA}$。

讨论：振荡器工作频率是靠改变电容实现的，所以波段低端频率对应的总电容值较大，波段高端频率对应的总电容值较小。另外，对于谐振回路而言，虽然无载 Q_0 不变，但频率的改变也会影响谐振阻抗，从而改变起振的振幅条件；在关系式 $K_0K_F=g_mR_LK_F$ 中，负载阻抗 R_L 是指晶体管发射极和集电极之间呈现的阻抗大小，即交流通路中所有的负载阻抗在 C、E 两端的反映。对于图 4-16 电路，应考虑晶体管输入电阻在 C、E 端的反映阻抗，也应考虑回路本身的损耗在 C、E 端的反映阻抗以及所加的实际负载在 C、E 端的反映阻抗。本题都是部分接入方式，输入阻抗的影响可以看成由部分(B、E 两端)到全部(回路两端)，再由全部到部分(C、E 两端)；而回路的谐振阻抗与实际负载并联连接，它们的影响由全部到部分(C、E 两端)。

例 4-6　电路如图 4-17 所示，$C_1=51\ \text{pF}$，$C_2=3\ 300\ \text{pF}$，$C_3=12\sim 250\ \text{pF}$，$L=0.5\ \mu\text{H}$，$R_L=5\ \text{k}\Omega$，$g_m=50\ \text{mS}$，回路 $Q_0=80$；试求振荡器的振荡频率范围。

题意分析：根据回路可以计算出振荡器的振荡频率范围。题目中告诉了跨导 g_m 的大小。要求计算出频率范围后，检查一下是否在整个频率范围内都能满足起振的振幅条件，不能满足时，其频率范围由起振条件决定。

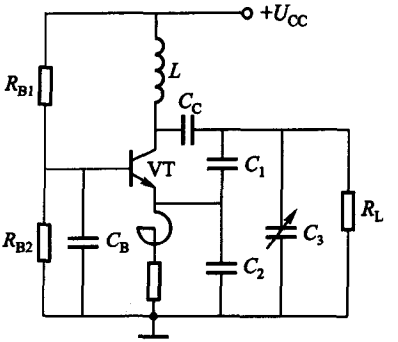


图 4-17 例 4-6 图

解：一般情况下，振荡器的振荡频率由谐振回路决定，谐振回路的谐振频率 f_0 为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{225.2}{\sqrt{C}}$$

由图有

$$C = C_3 + 1\Big/\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right) = \begin{cases} 62\ \text{pF} & C_3 = 12\ \text{pF} \\ 300\ \text{pF} & C_3 = 250\ \text{pF} \end{cases}$$

则

$$f_0 = \begin{cases} 28.6\ \text{MHz} & C_3 = 12\ \text{pF} \\ 13.0\ \text{MHz} & C_3 = 250\ \text{pF} \end{cases}$$

反馈系数为

$$F = \frac{C_1}{C_2} = \frac{51}{3\,300} = 0.015$$

现在应判断在谐振频率范围内是否都能满足起振条件，即

$$g_m R'_L F > 1$$

式中

$$R'_L = p^2\,(R_L // R_o) = \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2}\right)^2 \times (R_L // Q_0\omega_0 L) = \begin{cases} 2.86\ \text{k}\Omega & f_0 = 28.6\ \text{MHz} \\ 1.93\ \text{k}\Omega & f_0 = 13.0\ \text{MHz} \end{cases}$$

所以

$$g_m R'_L F = \begin{cases} 2.15 & f_0 = 28.6\ \text{MHz} \\ 1.45 & f_0 = 13.0\ \text{MHz} \end{cases}$$

由此可见，在谐振频率范围内都能满足起振条件，故谐振频率范围即为振荡器的工作频率范围，所以振荡器的工作频率范围为 13.0～28.6 MHz。

讨论：由回路的参数可以求得振荡器的可能振荡范围，但是否一定能够振荡还要看是否在所有的频率范围内均能满足起振的振幅条件。根据起振的振幅条件，也可以计算出该电路的振荡频率范围，取两者的交集即可。如果将题中的 g_m 改为 $g_m = 30$ mS，则在频率的低端不能振荡，频率的低端应由起振的振

幅条件决定，读者可以自行分析。

例 4－7　若将振荡器的输出信号送到分频器中，则分频器输出信号的频率稳定度会发生怎样的变化？并说明原因。

题意分析：频率稳定度指的是指定时间间隔内的频率相对变化量，根据定义可以判定频率稳定度的变化情况。

解：由于频率稳定度指的是指定时间间隔内的频率的相对变化量，振荡器的输出信号送到分频器后，绝对变化量和中心频率均除以相同的系数，因此，相对变化量不变，频率稳定度也就不变。

讨论：振荡器的输出信号经分频后，其输出的偏差将减小，但相对变化量是不发生变化的，频率稳定度指的是相对变化量，因此频率稳定度不变，本题说明了对基本概念的理解、掌握尤为重要。同样地，将振荡器的输出信号送到倍频器中，倍频器输出信号的频率稳定度会发生怎样的变化？读者自行分析。

例 4－8　一晶体振荡器电路如图 4－18（a）所示，①画出交流等效电路，并指出是何种类型的晶体振荡器；②该电路的振荡频率是多少？③说明晶体在电路中的作用；④该晶振有何特点？

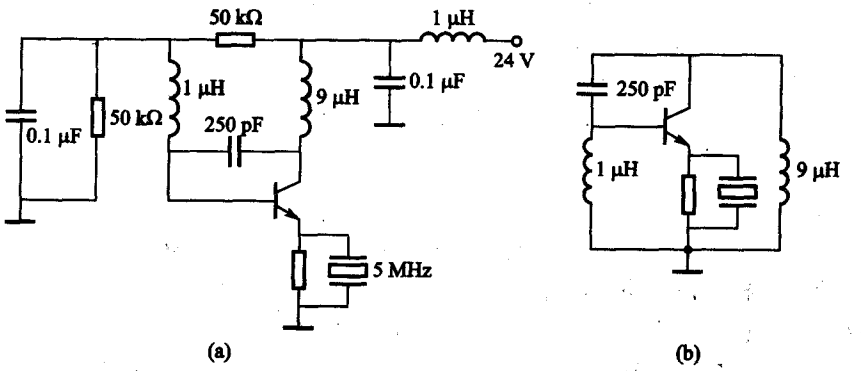


图 4－18　例 4－8 图

（a）晶体振荡电路；（b）交流等效电路

题意分析：画出交流等效电路后，观察晶体是回路的一部分，还是反馈网络的一部分。晶体是回路的一部分时，晶体振荡器称为并联型晶体振荡器，晶体起等效电感的作用；晶体是反馈网络的一部分时，晶体振荡器称为串联型晶体振荡器，晶体起选频短路线的作用。对于晶体振荡器电路，其工作频率可以认为就是晶体的标称频率。

解：交流等效电路如图 4－18（b）所示。由图可知，该电路是串联型晶体振荡器，其工作频率为晶体的标称频率，即 5 MHz。在电路中，晶体起选频短路线的作用。该晶体振荡器的特点是频率稳定度很高。

讨论：在串联型晶体振荡器中，只有当振荡器的工作频率为晶体的标称频率时，晶体才相当于一短路线，电路的反馈最强，满足振幅条件，电路才能正常工作；如果偏离标称频率，晶体呈现的阻抗将增大，反馈将减弱，影响振幅条件，导致电路不能正常工作，故在串联型晶体振荡器中晶体起选频短路线的作用。另外，晶振电路的工作频率为晶体的标称频率，从上面的说明中也可以知道。本题标明了晶体的标称频率，如果没有直接标明标称频率，而只给出晶体的参数，即 C_0、C_q、L_q、r_q，那么计算出晶体的串联谐振频率，用串联谐振频率代替即可。

例 4-9 一晶体振荡器交流等效电路如图 4-19 (a)所示，①该电路属于何种类型的晶体振荡器，晶体在电路中的作用是什么？②画出该电路的实际线路；③若将 5 MHz 的晶体换成 2 MHz 的晶体，该电路是否能正常工作，为什么？

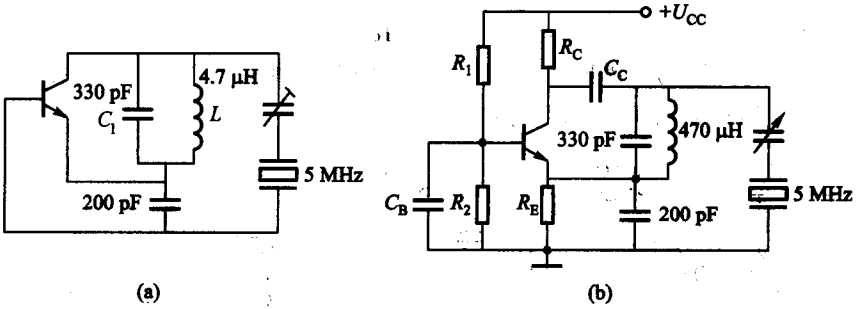


图 4-19 例 4-9 图

(a) 某晶体振荡器的交流等效电路；(b) 图(a)的实际线路

题意分析：该电路中晶体是回路的一部分，因此为并联型晶体振荡器，但振荡器要能正常工作，必须使 4.7 μH 的电感 L 与 330 pF 的电容 C_1 构成的回路呈现容性，显然这是一个泛音晶体振荡器。4.7 μH 的电感 L 所起的作用就是抑制基频及较低的泛音。设计实际线路时应注意振幅起振条件，为此起振时放大器应工作在线性放大状态，即初始时要保证晶体三极管的 E 结正偏、C 结反偏，故基极一般采用组合偏置电路。

解：由电感 L 与电容 C_1 构成的回路的谐振频率为

$$f_{01}=\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_1}}\approx 4\ \text{MHz}$$

而晶体的标称频率为 5 MHz，电感 L 与电容 C_1 构成的回路在 5 MHz 时呈现容性，振荡器可以在 5 MHz 工作。由此可见，这是一个并联型泛音晶体振荡器，晶体起等效电感的作用。该电路的实际线路如图 4-19 (b)所示。

如果晶体换成 2 MHz，则 2 MHz 时电感 L 与电容 C_1 构成的回路呈现感性，

不满足三端式振荡器的组成原则，故电路不能正常工作。

讨论：在工作频率较高时，晶体振荡器一般使用泛音晶振，为了工作在较高次的泛音上，应如图 4－18 中所示，加一抑制基频(工作在 3 次泛音下)或低次泛音(工作在较高的泛音下)的谐振回路。在画实际线路时，除考虑初始时放大器工作在线性放大区外，还应注意满足交流有交流通路、直流有直流通路的原则，为了使得振荡器工作稳定，一般应有自偏压措施。

第四节　自　测　题

4－1　什么是振荡器的起振条件、平衡条件和稳定条件？振荡器输出信号的振幅和频率分别是由什么条件决定？

4－2　试从相位条件出发，判断图 P4－1 的高频等效电路中，哪些可能振荡？哪些不可能振荡？能振荡的属于哪种类型振荡器？

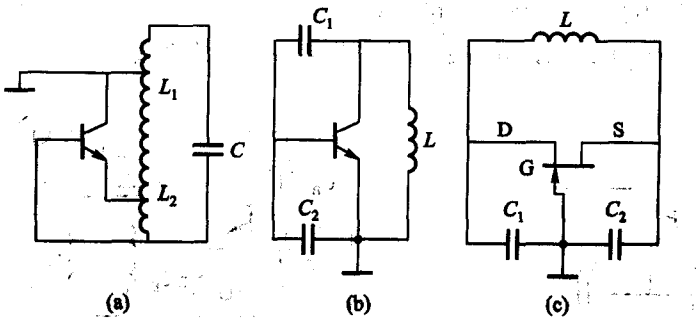


图 P4－1　题 4－2 图

4－3　试检查图 P4－2 所示的振荡器线路，有哪些错误，并加以改正。

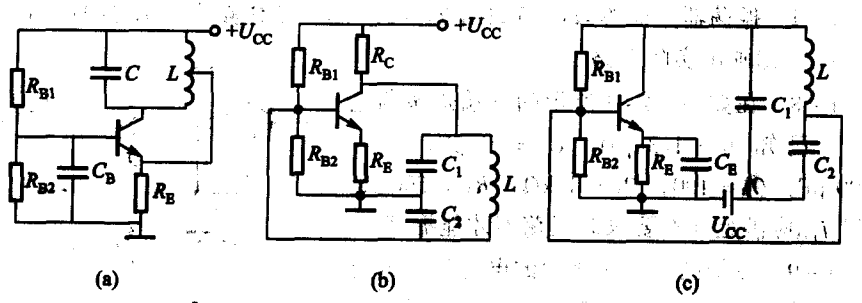


图 P4－2　题 4－3 图

4－4　将图 P4－3 所示的几个互感耦合振荡器交流通路改画为实际线路，

并注明互感的同名端。

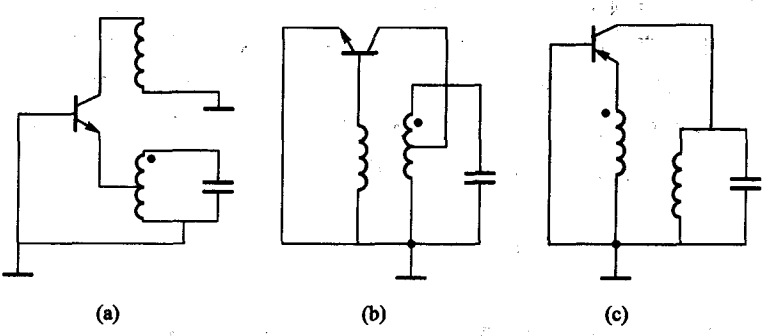


图 P4-3 题 4-4 图

4-5 电容反馈振荡器交流等效电路如图 P4-4 所示，已知：f_0 = 45 MHz，L = 0.2 μH，F = 0.3，试计算 C_1、C_2。

4-6 如图 P4-5 所示的振荡器，已知：C_1 = 300 pF，C_2 = 100 pF，L_1 = 20 μH，L_2 = 1 μH，试计算振荡器的工作频率和反馈系数的大小。

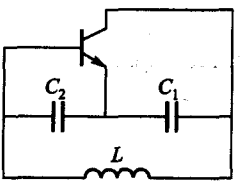


图 P4-4 题 4-5 图

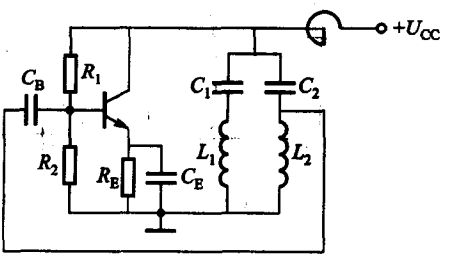


图 P4-5 题 4-6 图

4-7 振荡器交流等效电路如图 P4-6 所示，工作频率为 10 MHz，①计算 C_1、C_2。②画出实际电路。

4-8 在如图 P4-7 所示的三端式振荡电路中，已知 L = 1.3 μH，C_1 = 51 pF，C_2 = 2 000 pF，Q_0 = 100，R_L = 1 kΩ，R_E = 500 Ω。试问 I_{EQ}应满足什么要求时振荡器才能振荡？

4-9 在如图 P4-8 所示的电容三端式电路中，试求电路振荡频率和维持振荡所必需的最小电压增益。

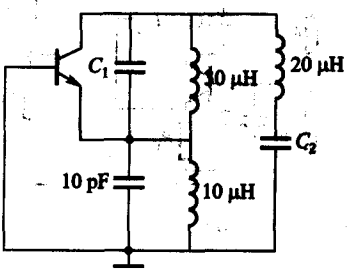


图 P4-6 题 4-7 图

4-10 对于如图 P4-9 所示的各振荡电路

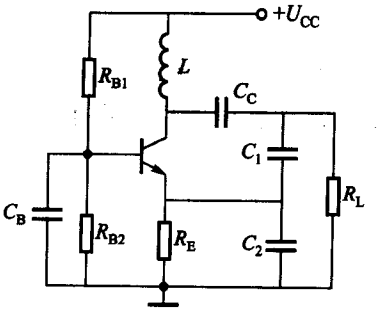


图 P4－7　题 4－8 图

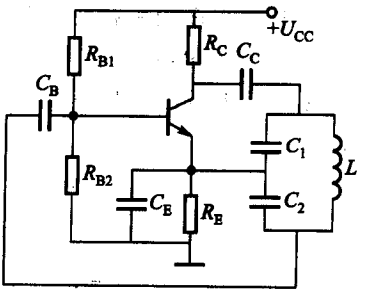
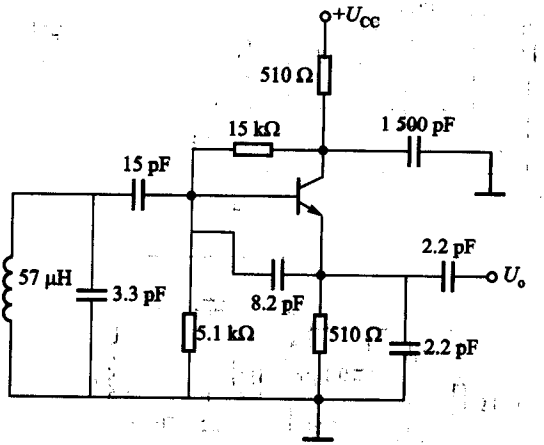
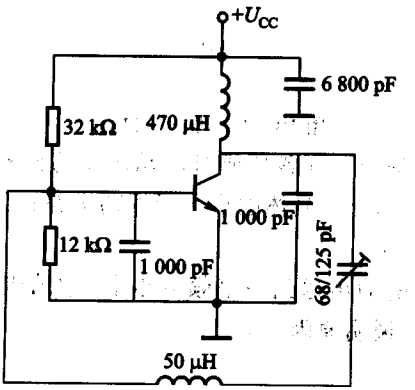


图 P4－8　题 4－9 图



(a)



(b)

图 P4－9　题 4－10 图

① 画出交流等效电路，说明振荡器类型。

② 估算振荡频率和反馈系数。

4－11 图 P4－10 所示为两个实用的晶体振荡器线路，试画出它们的交流等效电路，并指出它们是哪一种振荡器，说明晶体在电路中的作用分别是什么。

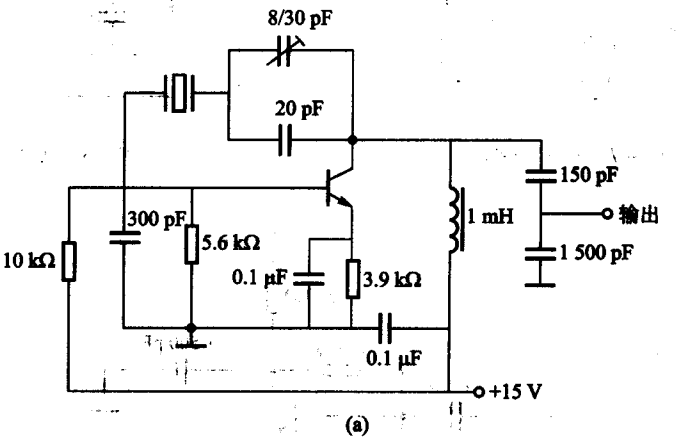


图 P4－10 题 4－11 图

4－12 试画出一符合下列各项要求的晶体振荡器实际线路：①采用 NPN 高频晶体三极管；②采用泛音晶体的皮尔斯振荡电路；③发射极接地、集电极接振荡回路避免基频振荡。

4－13 将振荡器的输出送到一倍频电路中，则倍频输出信号的频率稳定度会发生怎样的变化？说明原因。

第五章
频谱的线性搬移电路

第一节 主要内容

频谱搬移是通信系统和其他电子系统中不可或缺的功能，它包括频谱的线性搬移和非线性搬移两种。在搬移过程中，信号的频谱结构不发生变化，即搬移前后，各频率分量的比例关系不变，只是在频域上简单的搬移(允许只取其中的一部分)，这类搬移称为频谱的线性搬移；振幅调制与解调、混频等就属于频谱的线性搬移。如果在频谱的搬移过程中，信号的频谱不仅在频域上搬移，而且频谱结构也发生了变化，那么这类搬移就属于频谱的非线性搬移，频率调制与解调、相位调制与解调等就属于频谱的非线性搬移。

本章主要介绍频谱的线性搬移电路的组成、原理和分析方法，也包括非线性电路的分析方法、二极管电路、差分对电路、晶体三极管电路、场效应管电路等，为第六章的频谱线性搬移的具体的应用——振幅调制与解调和混频打基础。

一、非线性电路的分析方法

在频谱的搬移电路中，输出信号的频率分量与输入信号的频率分量不尽相同，会产生新的频率分量。在以前所学的课程中，接触到的大都是线性系统，线性系统不产生新的频率分量，只有非线性系统产生新的频率分量，因此，频谱的搬移电路一定是非线性电路。因而，对非线性电路，必须用非线性电路的方法来分析。

1. 非线性函数的级数展开分析法

非线性器件的伏安特性，可用下面的非线性函数来表示

$$i = f(u) \tag{5-1}$$

式中，u 为加在非线性器件上的电压。一般情况下，$u = U_Q + u_1 + u_2$，其中，U_Q 为静态工作点电压，u_1 和 u_2 为两个输入电压。用泰勒级数将式(5-1)展开，可得

$$i = a_0 + a_1(u_1 + u_2) + a_2(u_1 + u_2)^2 + \cdots + a_n(u_1 + u_2)^n + \cdots$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} a_n (u_1 + u_2)^n = \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{n} a_n C_n^m u_1^{n-m} u_2^m \tag{5-2}$$

式中，a_n ($n=0,1,2,\cdots$)为各次方项的系数，$C_n^m = n!/[m!(n-m)!]$ 为二项式系数。

当只有一个输入信号时，令 $u_1 = U_1\cos\omega_1 t$，代入式(5-2)，有

$$i = \sum_{n=0}^{\infty} b_n U_1^n \cos^n \omega_1 t \tag{5-3}$$

式中，b_n 为 a_n 和 $\cos^n \omega_1 t$ 的分解系数的乘积。用傅里叶级数将式(5-1)展开，也可得到与式(5-3)相同的结果。由上式可以看出，当单一频率信号作用于非线性器件时，输出电流中不仅包含了输入信号的频率分量 ω_1，而且还包含了该频率分量的各次谐波分量 $n\omega_1$ ($n=2,3,\cdots$)，这些谐波分量就是非线性器件产生的新的频率分量。

当两个信号 $u_1 = U_1\cos\omega_1 t$ 和 $u_2 = U_2\cos\omega_2 t$ 作用于非线性器件上时，通过非线性器件的作用，可得

$$i = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} C_{pq} \cos(p\omega_1 + q\omega_2) t \tag{5-4}$$

即 i 中包含 ω_1 和 ω_2 的无限多个频率组合分量。$p+q$ 称为组合分量的阶数。这些频率分量产生的规律是：凡是 $p+q$ 为偶数的组合分量均由幂级数中 n 为偶数且大于等于 $p+q$ 的各次方项产生的；凡是 $p+q$ 为奇数的组合分量均由幂级数中 n 为奇数且大于等于 $p+q$ 的各次方项产生的。当幅度 U_1 和 U_2 较小时，它们的强度都将随着 $p+q$ 的增大而趋向减小。

输出电流中不仅有两个输入电压的分量($n=1$ 时)，而且存在着大量的乘积项 $u_1^{n-m}u_2^m$。在第六章讲解振幅调制与解调、混频电路时，将指出完成上述功能的关键在于这两个信号的乘积项($2a_1u_1u_2$)，它主要是由非线性特性的二次方项产生的。除了完成上述功能所需的二次方项以外，还有大量不需要的高次方项，都必须去掉，因此，频谱搬移电路必须具有频率选择功能。在实际的电路中，这个选择功能是由滤波器来实现的，如图 5-1所示。大多数频谱搬移电路需要的是非线性函数展开式中的平方项，或者说，是两个输入信号的乘积项。因此，在实际应用中，如何实现接近理想的乘法运算、减少无用的组合频率分量的数目和强度，就成为人们追求的目标。

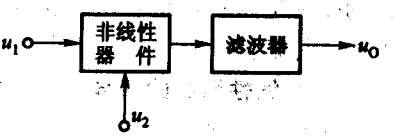


图 5-1 非线性电路完成频谱的搬移功能

2. 线性时变电路分析法

将式(5-1)在 $U_Q + u_2$ 上对 u_1 用泰勒级数展开，若 u_1 足够小，可以忽略

u_1 的二次方及其以上各次方项，则有

$$i \approx f(U_Q + u_2) + f'(U_Q + u_2)u_1 \tag{5-5}$$

由上式可见，就非线性器件的输出电流 i 与输入电压 u_1 的关系而言，是线性的，类似于线性器件；但是它们的系数却都是时变的。因此，将式(5-5)所描述的工作状态称为线性时变工作状态，具有这种关系的电路称为线性时变电路。

若 $u_2 = U_2\cos\omega_2 t$ 为控制信号，则 $f(U_Q + u_2)$ 和 $f'(U_Q + u_2)$ 均为周期性函数，并可用傅里叶级数展开为 $n\omega_2$ 次项之和。若 $u_1 = U_1\cos\omega_1 t$，则 i 中的频率分量包括 $n\omega_2$ 和 $n\omega_2 \pm \omega_1$。虽然相对于非线性电路，线性时变电路输出的组合频率分量大大减少，但二者的实质是一致的。线性时变电路是在一定条件下由非线性电路演变来的，其产生的频率分量与非线性器件产生的频率分量是完全相同的(在同一非线性器件条件下)，只不过是选择线性时变工作状态后，由于那些分量 $(\omega_{p,q} = |\pm p\omega_1 \pm q\omega_2|,\ p \neq 0,\ 1)$ 的幅度相对于低阶分量 $(\omega_{p,q} = |\pm p\omega_1 \pm q\omega_2|,\ p = 0,\ 1)$ 的幅度要小得多，因而可被忽略，这在工程中是完全合理的。线性时变电路虽然大大减少了组合频率分量的数目，但仍然有大量、不需要的频率分量存在。因此，用于频谱的搬移电路时，仍然需要用滤波器选出所需的频率分量，滤除不必要的频率分量，如图 5-2 所示。

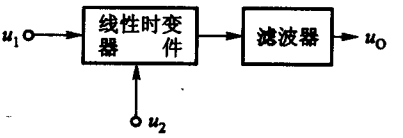


图 5-2　线性时变电路完成频谱的搬移

二、二极管电路

二极管电路广泛用于通信设备中，特别是平衡电路和环形电路，它们具有电路简单、噪声低、组合频率分量少、工作频带宽等优点。如果采用肖特基表面势垒二极管(或称热载流子二极管)，那么它的工作频率可扩展到微波波段。二极管平衡电路和环形电路得到了广泛的应用。

1. 单二极管电路

单二极管电路的原理电路如图 5-3 所示，输入信号 u_1 和控制信号(参考信号)u_2 相加作用在非线性器件——二极管上。该电路的工作条件为：二极管工作在大信号状态，即输入的控制信号电压振幅 $U_2 \geqslant 0.5$ V，U_2 远远大于 u_1 的振幅 U_1，即 $U_2 \gg U_1$。u_1 为输入信号或待

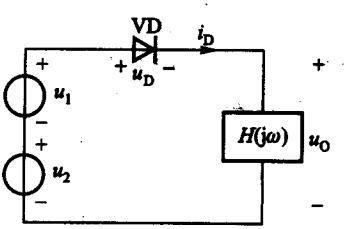


图 5-3　单二极管电路

处理的信号，忽略输出电压 u_o 对回路的反作用，这样加在二极管两端的电压 u_D 为

$$u_D = u_1 + u_2 \tag{5-6}$$

由于二极管工作在大信号状态，主要工作于截止区和导通区，因此，可将二极管的伏安特性用折线近似，如图 5-4 所示。由此可见，当二极管两端的电压 u_D 大于二极管的导通电压 U_P 时，二极管导通，流过二极管的电流 i_D 与加在二极管两端的电压 u_D 成正比；当二极管两端电压 u_D 小于导通电压 U_P 时，二极管截止，$i_D = 0$。这样，二极管可等效为一个受控开关，控制电压就是 u_D。由前可知 $U_2 \gg U_1$，而 $u_D = u_1 + u_2$，所以可进一步认为二极管的通断主要由 u_2 控制，又考虑到 U_P 较小，即 $U_2 \gg U_P$，于是

$$i_O = \begin{cases} g_D u_D & u_2 \geqslant 0 \\ 0 & u_2 < 0 \end{cases} \tag{5-7}$$

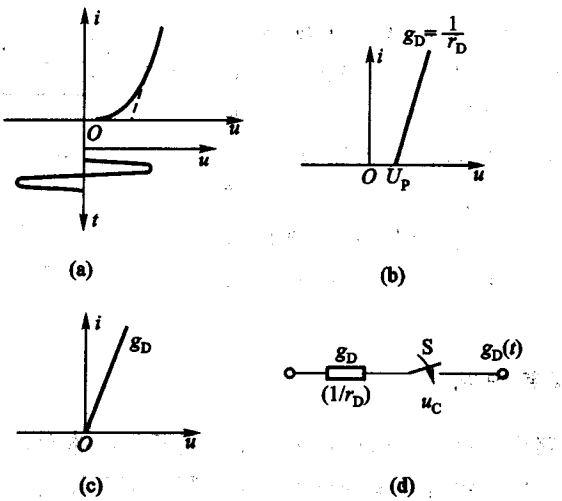


图 5-4 二极管伏安特性的折线近似

(a) 原伏安特性曲线；(b) 伏安特性的折线近似；

(c) 忽略二极管导通电压后的近似；(d) 等效的受控开关

由于 $u_2 = U_2\cos\omega_2 t$，所以 $u_2 \geqslant 0$ 对应于 $2n\pi - \pi/2 \leqslant \omega_2 t \leqslant 2n\pi + \pi/2$ $(n = 0,1,2,\cdots)$，故有

$$i_O = \begin{cases} g_D u_D & 2n\pi - \dfrac{\pi}{2} \leqslant \omega_2 t < 2n\pi + \dfrac{\pi}{2} \\ 0 & 2n\pi + \dfrac{\pi}{2} \leqslant \omega_2 t < 2n\pi + \dfrac{3\pi}{2} \end{cases}$$

$$= g(t)u_D = g_D K(\omega_2 t)u_D \tag{5-8}$$

式中，$g(t)$为时变电导，受 u_2 的控制；$K(\omega_2 t)$为开关函数，在 u_2 的正半周时等于 1，负半周时等于 0，为一单向开关函数，如图 5-5 所示。

$$K(\omega_2 t)=\begin{cases}1 & 2n\pi-\dfrac{\pi}{2}\leqslant\omega_2 t<2n\pi+\dfrac{\pi}{2}\\ 0 & 2n\pi+\dfrac{\pi}{2}\leqslant\omega_2 t<2n\pi+\dfrac{3\pi}{2}\end{cases}\tag{5-9}$$

$K(\omega_2 t)$是一周期性函数，其周期与控制信号 u_2 的周期相同，可用傅里叶级数展开，其展开式为

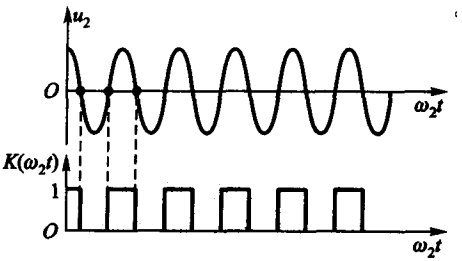


图 5-5　u_2 与 $K(\omega_2 t)$的波形图

$$K(\omega_2 t)=\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi}\cos\omega_2 t-\frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_2 t+\frac{2}{5\pi}\cos 5\omega_2 t-\cdots$$
$$+(-1)^{n+1}\frac{2}{(2n-1)\pi}\cos(2n-1)\omega_2 t+\cdots\tag{5-10}$$

当 $u_1=U_1\cos\omega_1 t$ 时

$$i_D=g_D\left(\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi}\cos\omega_2 t-\frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_2 t+\frac{2}{5\pi}\cos 5\omega_2 t-\cdots\right)u_D\tag{5-11}$$

将 $u_D=u_1+u_2$ 代入上式可以看出，流过二极管的电流 i_D 中的频率分量有：①输入信号 u_1 和控制信号 u_2 的频率分量 ω_1 和 ω_2；②控制信号 u_2 的频率 ω_2 的偶次谐波分量；③由输入信号 u_1 的频率 ω_1 与控制信号 u_2 的奇次谐波分量的组合频率分量$(2n+1)\omega_2\pm\omega_1$ $(n=0,1,2,\cdots)$。

2. 二极管平衡电路

二极管平衡电路如图 5-6 所示，它是在单二极管电路的基础上增加一个支路构成的，上、下支路是对称的。加在两只二极管两端的电压分别为 $u_{D1}=u_1+u_2$ 和 $u_{D2}=-u_1+u_2$，即控制电压 u_2 正向地加到两只二极管两端，输入信号 u_1 反向地加到两只二极管两端，条件与单二极管相同。由于加到两只二极管两端的控制电压 u_2 是同相的，因此两只二极管的导通、截止时间是相同的，其时变电导也是相同的。由此可得流过两管的电流 i_1、i_2 分别为

$$i_1=g_D K(\omega_2 t)u_{D1}$$

$$i_2 = g_D K(\omega_2 t) u_{D2} \tag{5-12}$$

因输出电路 $i_L = i_1 - i_2$，故有

$$i_L = 2g_D K(\omega_2 t) u_1 \tag{5-13}$$

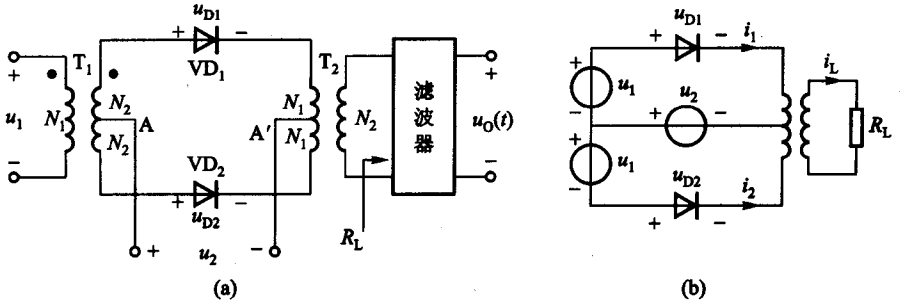


图 5-6 二极管平衡电路

(a)原理电路图；(b)等效电路

将 $u_1 = U_1\cos\omega_1 t$ 代入式(5-13)，可以看出，输出电流 i_L 中的频率分量有：①输入信号的频率分量 ω_1；②控制信号 u_2 的奇次谐波分量与输入信号 u_1 的频率 ω_1 的组合分量 $(2n+1)\omega_2 + \omega_1$ $(n = 0,1,2,\cdots)$。与单二极管电路相比，u_2 的基波分量和偶次谐波分量被抵消掉了，二极管平衡电路的输出电路中不必要的频率分量又进一步地减少了。这是不难理解的，因为控制电压 u_2 是同向加于 VD_1、VD_2 的两端的；当电路完全对称时，两个相等的 ω_2 分量在 T_2 中产生的磁通互相抵消，在次级上不再有 ω_2 及其谐波分量。

3. 二极管环形电路

图 5-7(a)所示为二极管环形电路的基本电路。与二极管平衡电路相比，环形电路只是多接了两只二极管 VD_3 和 VD_4，四只二极管方向一致，组成一个环路，称为二极管环形电路。控制电压 u_2 正向地加到 VD_1、VD_2 两端，反向地加到 VD_3、VD_4 两端，随控制电压 u_2 的正、负变化，两组二极管交替导通和截止。当 $u_2 \geqslant 0$ 时，VD_1、VD_2 导通，VD_3、VD_4 截止；当 $u_2 < 0$ 时，VD_1、VD_2 截止，VD_3、VD_4 导通。在理想情况下，它们互不影响，因此，二极管环形电路是由两个平衡电路组成的：VD_1 与 VD_2 组成平衡电路Ⅰ，VD_3 与 VD_4 组成平衡电路Ⅱ，分别如图 5-7(b)、(c)所示。因此，二极管环形电路又称为二极管双平衡电路。

二极管环形电路的分析条件与单二极管电路和二极管平衡电路相同。平衡电路Ⅰ与前面分析的电路完全相同。根据图 5-7(a)中电流的方向，$i_{L\text{Ⅱ}}$ 为平衡电路Ⅱ在负载 R_L 上产生的电流。由于 VD_3、VD_4 是在控制信号 u_2 的负半周内导通，其开关函数与 $K(\omega_2 t)$ 相差 $T_2/2$ $(T_2 = 2\pi/\omega_2)$。又因 VD_3 上所加的输

入电压 u_1 与 VD_1 上的极性相反，VD_4 上所加的输入电压 u_1 与 VD_2 上的极性相反，所以 $i_{L\Ⅱ}$ 的表达式为

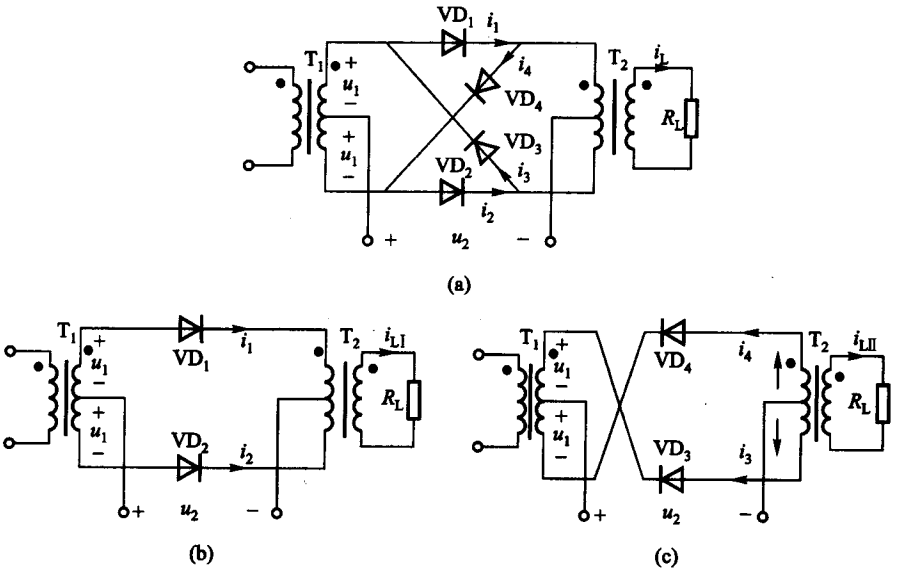


图 5-7　二极管环形电路

(a) 基本电路；(b) 平衡电路Ⅰ；(c)平衡电路Ⅱ

$$i_{L\Ⅱ} = -2g_D K[\omega_2(t - T_2/2)]u_1 = -2g_D K(\omega_2 t - \pi)u_1 \tag{5-14}$$

在负载 R_L 上产生的总电流为

$$\begin{aligned} i_L &= i_{LI} + i_{L\Ⅱ} = (i_1 - i_2) + (i_3 - i_4) \\ &= 2g_D K(\omega_2 t)u_1 - 2g_D K(\omega_2 t - \pi)u_1 \\ &= 2g_D K'(\omega_2 t)u_1 \end{aligned} \tag{5-15}$$

图 5-8 给出了 $K(\omega_2 t)$、$K(\omega_2 t - \pi)$及 $K'(\omega_2 t)$的波形；其中，$K(\omega_2 t)$、$K(\omega_2 t - \pi)$为单向开关函数，$K'(\omega_2 t)$为双向开关函数，且有

$$K'(\omega_2 t) = K(\omega_2 t) - K(\omega_2 t - \pi) = \begin{cases} 1 & u_2 \geqslant 0 \\ -1 & u_2 < 0 \end{cases} \tag{5-16}$$

和

$$K(\omega_2 t) + K(\omega_2 t - \pi) = 1 \tag{5-17}$$

因此，$K(\omega_2 t - \pi)$、$K'(\omega_2 t)$的傅里叶级数为

$$\begin{aligned} K(\omega_2 t - \pi) &= 1 - K(\omega_2 t) \\ &= \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi}\cos\omega_2 t + \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_2 t - \frac{2}{5\pi}\cos 5\omega_2 t + \cdots \end{aligned}$$

$$+(-1)^n\frac{2}{(2n-1)\pi}\cos(2n-1)\omega_2 t+\cdots \tag{5-18}$$

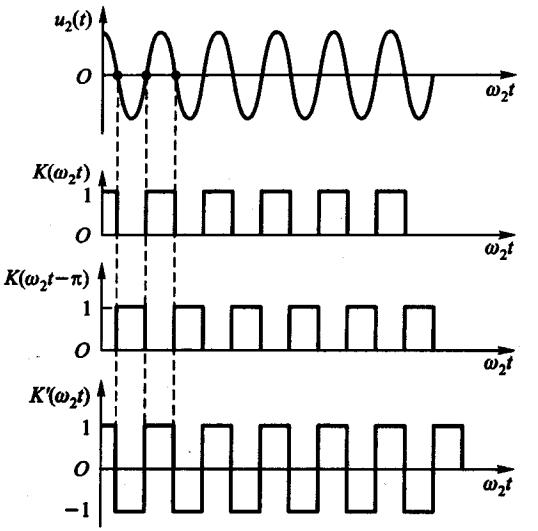


图 5-8 环形电路的开关函数波形图

$$K'(\omega_2 t)=\frac{4}{\pi}\cos\omega_2 t-\frac{4}{3\pi}\cos 3\omega_2 t+\frac{4}{5\pi}\cos 5\omega_2 t+\cdots$$
$$+(-1)^{n+1}\frac{4}{(2n-1)\pi}\cos(2n-1)\omega_2 t+\cdots \tag{5-19}$$

当 $u_1=U_1\cos\omega_1 t$ 时，输出电流为

$$i_L=\frac{4}{\pi}g_D U_1\cos(\omega_2+\omega_1)t+\frac{4}{\pi}g_D U_1\cos(\omega_2-\omega_1)t$$
$$-\frac{4}{3\pi}g_D U_1\cos(3\omega_2+\omega_1)t-\frac{24}{3\pi}g_D U_1\cos(3\omega_2-\omega_1)t$$
$$+\frac{4}{5\pi}g_D U_1\cos(5\omega_2+\omega_1)t-\frac{24}{5\pi}g_D U_1\cos(5\omega_2-\omega_1)t+\cdots \tag{5-20}$$

由上式可以看出，环形电路中，输出电流 i_L 只有控制信号 u_2 的基波分量和奇次谐波分量与输入信号 u_1 的频率 ω_1 的组合频率分量 $(2n+1)\omega_2\pm\omega_1(n=0,1,2,\cdots)$，在平衡电路的基础上，又消除了输入信号 u_1 的频率分量 ω_1，且输出的 $(2n+1)\omega_2\pm\omega_1$ $(n=0,1,2,\cdots)$ 的频率分量的幅度等于平衡电路的两倍。环形电路 i_L 中无 ω_1 频率分量，这是两次平衡抵消的结果。每个平衡电路自身抵消 ω_2 及其谐波分量，两个平衡电路抵消 ω_1 分量。若 ω_2 较高，则 $3\omega_2\pm\omega_1$，$5\omega_2\pm\omega_1$，… 等组合频率分量很容易滤除掉，故环形电路的性能更接近理想乘法器，这是频谱线性搬移电路要解决的核心问题。

三、差分对电路

1. 单差分对电路

基本的差分对电路如图 5－9 所示，当差分对电路差模输入信号为 u 时，在两个晶体管的集电极双端输出电压 u_o 为

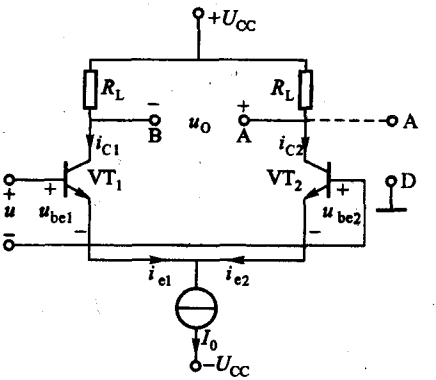


图 5－9　差分对原理电路

$$u_O = u_{C2} - u_{C1} = (U_{CC} - i_{C2}R_L) - (U_{CC} - i_{C1}R_L)$$

$$= R_L(i_{C1} - i_{C2}) = R_L I_0 \tanh\left(\frac{u}{2U_T}\right) \qquad (5-21)$$

两个晶体三极管的集电极输出电流和等效的双端输出电流与差模输入电压 u 的传递函数关系分别为

$$i_{C1} = \frac{I_0}{2} + \frac{I_0}{2}\tanh\left(\frac{u}{2U_T}\right) \qquad (5-22)$$

$$i_{C2} = \frac{I_0}{2} - \frac{I_0}{2}\tanh\left(\frac{u}{2U_T}\right) \qquad (5-23)$$

$$i_O = I_0 \tanh\left(\frac{u}{2U_T}\right) \qquad (5-24)$$

图 5－10 所示为上述传递函数的关系曲线。

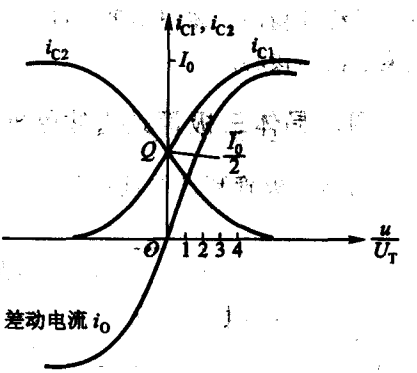


图 5－10　差分对的传输特性

由式(5－22)、(5－23)、(5－24)和图 5－10 可以看出，输出电流 i_{C1}、i_{C2}、i_O 与差模输入电压 u 之间为非线性关系；但当输入电压较小时，可以等效为线性关系。若恒流源 I_0 为一受控源，则电路可等效为一线性时变电路，就可用作频谱线性搬移电路。

2. 双差分对电路

双差分对频谱搬移电路如图 5－11 所示，它由三个基本的差分电路组成，也可看成由两个单差分对电路组成。VT_1、VT_2、VT_5组成差分对电路Ⅰ，VT_3、VT_4、VT_6组成差分对电路Ⅱ，两个差分对电路的输出端交叉耦合。输入电压 u_A 交叉地加到两个差分对管的输入端，输入电压 u_B 则加到 VT_5和 VT_6组成的差分对管输入端，三个差分对都是差模输入。双差分对每边的输出电流为两差分对管相应边的输出电流之和，因此，双端输出时，它的差动输出电流为

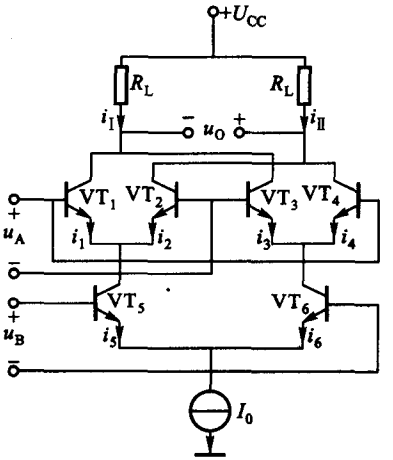


图 5－11 双差分对电路

$$i_O = I_0 \tanh\left(\frac{u_A}{2U_T}\right)\tanh\left(\frac{u_B}{2U_T}\right) \tag{5-25}$$

由此可见，双差分对的差动输出电流 i_o 与两个输入电压 u_A、u_B 之间均为非线性关系。用做频谱搬移电路时，输入信号 u_1 和控制信号 u_2 可以任意加在两个非线性通道上，而单差分对电路的输出频率分量与这两个信号所加的位置是有关的。若输入电压 u_A、u_B 均较小，则式(5－25)可等效为

$$i_O = I_0 \frac{u_1}{2U_T}\frac{u_2}{2U_T} = \frac{I_0}{4U_T^2}u_1 u_2 \tag{5-26}$$

是理想的乘法器。双差分电路具有结构简单、有增益、不用变压器、易于集成、对称性精确、体积小等优点，因而得到广泛的应用。双差分电路是集成模拟乘法器的核心。

四、晶体三极管频谱线性搬移电路

晶体三极管频谱线性搬移电路如图 5－12 所示。图中，u_1 是输入信号，u_2 是参考信号，且 u_1 的振幅 U_1 远远小于 u_2 的振幅 U_2，即 $U_2 \gg U_1$。由图看出，u_1 与 u_2 都加到三极管的 BE 结上，利用其非线性特性，可以产生 u_1 和 u_2 的频率的组合分量，再经集电极的输出回路选出完成某一频谱线性搬移功能所需的频率分量，从而达到频谱线性搬移的目的。

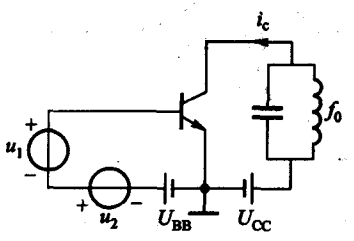


图 5－12 晶体三极管频谱搬移电路

当晶体三极管频谱线性搬移电路工作在

线性时变工作状态($U_2 \gg U_1, U_2 \geqslant 0.5\text{V}$)时，集电极电流 i_0 与输入电压 u_1 和控制电压 u_2 的关系可用一线性时变关系来描述，即

$$i_0 = I_0(t) + g(t)u_1 \tag{5-27}$$

式中，$I_0(t)$与 $g(t)$均为控制电压 u_2 的函数，可以展开为 ω_2 的傅里叶级数。因此，当 $u_1 = U_1\cos\omega_1 t$ 时，i_0 的分量有 $n\omega_2$ 和 $n\omega_2 \pm \omega_1$。

五、场效应管频谱线性搬移电路

场效应管频谱线性搬移电路的组成和分析方法类似于晶体三极管频谱线性搬移电路。由于场效应管是平方律器件，因而其组合分量最高为二阶，组合分量少、动态范围大、增益高、噪声小是其突出的优点。

第二节　重点与难点

本章主要介绍频谱线性搬移电路的分析方法和目前主要的频谱线性搬移电路的电路组成、分析方法、分析结果、波形等，为下一章学习振幅调制、解调和混频打基础。下一章将主要分析三种频谱线性搬移功能的概念、原理和应用，并直接利用本章介绍的频谱线性搬移电路的结果，来实现其频谱线性搬移的功能，当然还要考虑其具体的应用环境和条件。

一、本章的重点

① 频谱线性搬移的概念、非线性电路的分析方法和条件、线性时变电路的概念和分析方法以及如何利用非线性电路构成频谱的线性搬移电路。

② 频谱线性搬移电路主要有二极管频谱线性搬移电路、差分对频谱线性搬移电路、晶体三极管频谱线性搬移电路和场效应管频谱线性搬移电路四种。重点在二极管频谱线性搬移电路和差分对频谱线性搬移，这两种电路是当前应用最广泛的频谱线性搬移电路。频谱线性搬移电路的实质是要在电路中找到频谱搬移电路的两个输入信号的乘积项，这个乘积项一般由非线性器件的二阶项产生。因此，最好的频谱线性搬移电路应是乘法器或接近乘法器的电路。

③ 在分析二极管频谱线性搬移电路时，重点是分析二极管的伏安特性。在线性时变的条件下，将二极管等效为一个线性时变电路，其中，$i_D = g(t)u_D = g_D K(\omega_2 t)u_D$。二极管可等效为一个受控开关，它在控制电压的作用下周期性地通断，因此，时变电导 $g(t)$为一周期性函数，其周期由控制信号的频率 ω_2 决定。将 $g(t)$用傅里叶级数展开，可发现它包含了 ω_2 的奇次分量和直流分量。由线性时变特性，流过二极管的电流中包含了输入信号分量 ω_1 和组合分量$(2n-1)\omega_2 \pm \omega_1$；在这些分量中，用于频谱线性搬移的分量大多数情况下是 $\omega_2 \pm \omega_1$。

因此，需用滤波器将所需的分量取出，滤除不需要的其他组合分量。

二极管频谱线性搬移电路包括单二极管电路、二极管平衡电路(包括二极管桥式电路)和二极管环形电路，其中后两者较为常用。二极管平衡电路是在单二极管电路的基础上形成的，它利用电路的平衡性抵消掉一些不必要的组合分量。二极管环形电路则是在二极管平衡电路的基础上形成的，它又抵消了一部分组合分量，更接近于理想乘法器。

④ 差分对频谱线性搬移电路包括单差分对和双差分对电路两种。差分对电路的学习重点是：集电极单端和双端输出时，输出电流(i_{C1}、i_{C2}、$i_O = i_{C1} - i_{C2}$)与差模输入电压 u、差分对恒流源 I_0 之间的关系，及其在一定的条件下的近似。

差分对电路首先利用晶体三极管的非线性特性产生两个输入信号的各种组合分量；然后利用滤波器选出所需分量、滤除其他组合分量，完成频谱的线性搬移。在电路形式上，差分对电路利用电路的对称性，可抵消掉一部分组合分量。当差分对输入信号较小时，差分对电路更接近理想乘法器。当输入的两个信号的振幅均小于 26 mV 时，双差分对电路就是一个理想的乘法器。双差分对电路是理想乘法器的基础。

二、本章的难点

本章的难点主要是非线性、非线性分析方法、由非线性器件产生的组合分量、频谱线性搬移以及具体的频谱线性搬移电路的原理和分析方法等。

① 在以前的学习中，大家接触到的大都是线性系统。线性系统有许多好的特性可用来分析线性系统性能，其中最重要的是线性系统的齐次性和叠加性。线性系统不会产生新的频率分量；但在第六章将要介绍的振幅调制、振幅解调和混频这些频谱线性搬移工程中，其输出信号的频率分量在输入信号中是不存在的，而是输入信号频率的组合分量；因此，频谱的线性搬移电路必须用非线性电路来完成。由于必须用非线性电路来完成频谱的线性搬移，所以在分析非线性电路时，就必须用非线性电路或线性时变电路的分析方法来分析。线性电路为四端(二端口)网络，而待完成频谱线性搬移的非线性电路一般是六端(三端口)网络，即两个输入端口和一个输出端口。由于第一次接触非线性的概念和新的分析方法，都有一个渐进的理解或适应过程，所以在学习的过程中，最好将线性系统和非线性系统的特点、性质和分析方法对比学习，这样可以更快地适应非线性电路的学习，学习效果会更好。

② 学习频谱线性搬移电路的主要问题是：如何理解两个输入信号作用于非线性器件，通过非线性器件的非线性，产生各种组合分量，在这些组合分量中，需要关注的是能完成频谱线性搬移的两个信号的乘积项，如果存在这种乘

积项，就可用滤波器选出，而将不需要的其他组合项滤除，就可达到频谱线性搬移的目的。因此，在分析频谱线性搬移电路时，主要工作就是在组合分量中找出乘积项。

为了提高频谱线性搬移的质量，最好的频谱线性搬移电路是理想的乘法器，所以，如何使实际的频谱搬移电路更接近理想的乘法器，就是我们追求的目标。无论何种频谱线性搬移电路，都可以依据电路的对称性和适当的工作条件(如工作在线性时变条件下或减小输入信号的振幅使其由非线性关系近似为线性关系)来减少组合分量，使之更接近理想乘法器。因此，难点就在于分析电路时如何采用近似条件，在何种条件下近似。

③ 从电路的形式上看，电路的形式较多，有二极管电路、三极管电路、场效应管电路、差分对电路等。虽然这些电路的形式不同，分析的结果也不相同，但只要掌握了分析方法，电路分析大同小异，就可触类旁通。

在二极管平衡电路和环形电路中，对各支路电流在负载上的贡献的分析是二极管电路分析的难点和关键。电路分析时要注意：(a)二极管两端的电压和流过二极管的电流的方向；(b)二极管两端的电压，即控制电压 u_2 和输入电压 u_1 是正向加到二极管上还是反向加到二极管上；(c)在输出端，各支路电流在输出变压器中的流动方向；(d)总的输出电流与各直流电流的关系，流动方向不同的电流在输出变压器中产生的磁通是相消的，流动方向相同的电流在输出变压器中产生的磁通是相加的，因而可依此确定总电流与各支路电流的关系(加还是减)。

分析二极管电路的另一个难点和关键是，各支路二极管的通断是在控制电压的正半周导通还是在控制电压的负半周导通，这关系到二极管电流中的开关函数是 $K(\omega_2 t)$还是 $K(\omega_2 t-\pi)$。若二极管两端的电压和流过二极管的电流是按实际方向标定的，那么，控制电压 u_2 正向加到二极管两端时，开关函数为 $K(\omega_2 t)$；控制电压 u_2 反向加到二极管两端时，开关函数为 $K(\omega_2 t-\pi)$。

在差分对电路中，分析输出电流和输入电压之间的传递函数时，各晶体三极管的集电极电流与总的输出电流之间的关系(单端输出还是双端输出)、输出电流中的频率分量(需用傅里叶级数展开)是分析中的难点和关键。

第三节　典型例题分析

例 5-1　已知一非线性器件的伏安特性为

$$i = 1 + 2u + 2u^2$$

式中，$u = u_1 + u_2 + u_3 = U_1\cos\omega_1 t + U_2\cos\omega_2 t + U_3\cos\omega_3 t$，$\omega_1$、$\omega_2$、$\omega_3$ 分别为 $2\pi\times10^3$ rad/s、$3\pi\times10^3$ rad/s、$4\pi\times10^3$ rad/s。试求电流 i 中的频率分量。

题意分析：题中给出了一个电流与电压的非线性函数，为一个二阶的多项式，输入信号为3个频率的信号之和。由于伏安特性为非线性特性，因此输入信号的3个分量将在非线性特性的作用下产生组合分量。将输入信号 u 代入非线性特性方程中，展开成单一频率分量之和，就可以求出电流 i 中的频率分量及其振幅。可以预见，由于是一个二阶的非线性特性，所以 i 中的频率分量为包括 ω_1、ω_2、ω_3 的不超过二阶的组合。

解：将 u 代入非线性特性中，把平方项展开，有

$$\begin{aligned} i &= 1 + 2u + 2u^2 \\ &= 1 + 2(u_1 + u_2 + u_3) + 2(u_1 + u_2 + u_3)^2 \\ &= 1 + 2u_1 + 2u_2 + 2u_3 + 2u_1^2 + 2u_2^2 + 2u_3^2 + 4u_1u_2 + 4u_1u_3 + 4u_2u_3 \end{aligned}$$

将 $u = u_1 + u_2 + u_3 = U_1\cos\omega_1 t + U_2\cos\omega_2 t + U_3\cos\omega_3 t$ 代入上式，有

$$\begin{aligned} i &= 1 + 2U_1\cos\omega_1 t + 2U_2\cos\omega_2 t + 2U_3\cos\omega_3 t + 2(U_1\cos\omega_1 t)^2 \\ &\quad + 2(U_2\cos\omega_2 t)^2 + 2(U_3\cos\omega_3 t)^2 + 4U_1\cos\omega_1 tU_2\cos\omega_2 t \\ &\quad + 4U_1\cos\omega_1 tU_3\cos\omega_3 t + 4U_2\cos\omega_2 tU_3\cos\omega_3 t \\ &= 1 + 2U_1\cos\omega_1 t + 2U_2\cos\omega_2 t + 2U_3\cos\omega_3 t + U_1^2 + U_1^2\cos 2\omega_1 t \\ &\quad + U_2^2 + U_2^2\cos 2\omega_2 t + U_3^2 + U_3^2\cos 2\omega_3 t + 2U_1U_2\cos(\omega_1 - \omega_2)t \\ &\quad + 2U_1U_2\cos(\omega_1 + \omega_2)t + 2U_1U_3\cos(\omega_1 - \omega_3)t + 2U_1U_3\cos(\omega_1 + \omega_3)t \\ &\quad + 2U_2U_3\cos(\omega_2 - \omega_3)t + 2U_2U_3\cos(\omega_2 + \omega_3)t \end{aligned}$$

由此可见，电流 i 中的频率分量有直流分量(振幅为 $1 + U_1^2 + U_2^2 + U_3^2$)；输入信号含3个分量 ω_1、ω_2、ω_3(振幅为 $2U_1$、$2U_2$、$2U_3$)；输入信号3个频率分量 ω_1、ω_2、ω_3 的6个二阶组合分量 $\omega_1 + \omega_2$、$\omega_1 - \omega_2$、$\omega_1 + \omega_3$、$\omega_1 - \omega_3$、$\omega_2 + \omega_3$ 和 $\omega_2 - \omega_3$(振幅分别为 $2U_1U_2$、$2U_1U_2$、$2U_1U_3$、$2U_1U_3$、$2U_2U_3$ 和 $2U_2U_3$)。因此，将输入信号的频率值代入，电流 i 中的频率分量包括：由非线性特性直流项产生的直流分量；由非线性一次项产生的分量 1 kHz、1.5 kHz、2 kHz；由非线性特性平方项产生的直流、0.5 kHz、1 kHz、1.5 kHz、2 kHz、2.5 kHz、3 kHz、3.5 kHz、4 kHz。

讨论：分析非线性系统时，一般采用级数展开的方法，也可在此基础上将其转换成线性时变特性进行分析。本题中给出了非线性特性，输入信号为3个频率的信号，因此必然会产生出输入信号以外的其他组合分量。由于特性为二阶的，因此产生的组合分量最高为二阶的。从产生的组合分量来看，由平方项产生的组合分量组合出了输入信号的频率分量，由后面的内容可知，这些频率分量若反作用于非线性器件，对频谱的线性搬移的性能是会有影响的。

例 5-2 二极管平衡电路如图 5-13 所示，u_1 及 u_2 的注入位置如图所示。图中，$u_1 = U_1\cos\omega_1 t$，$u_2 = U_2\cos\omega_2 t$，且 $U_2 \gg U_1$。求输出电流 i 的表达

式，并与图 5-6 所示电路的输出相比较。

题意分析：这是一个二极管平衡电路，与图 5-6 所示的二极管平衡电路相比，其不同之处在于：输入信号 u_1 和控制信号 u_2 加到电路中的位置交换了，其他条件相同。由于控制电压 u_2 的位置变化，所以两只二极管的通断控制可能发生了变化。此时，加到两只二极管两端的电压分别为 $u_{D1}=u_1+u_2$ 和 $u_{D2}=u_1-u_2$；其中，控制电压 u_2 正向地加到上边支路的二极管两端、反向地加到下边支路的二极管两端。因此，两只二极管的通断在控制电压 u_2 的作用下交替进行，即 $u_2>0$ 时，上边支路的二极管导通，下边支路的二极管截止；当 $u_2<0$ 时，上边支路的二极管截止，下边支路的二极管导通。这样，上边支路二极管的时变电导为 $g_D K(\omega_2 t)$，下边支路二极管的时变电导为 $g_D K(\omega_2 t-\pi)$。由于流过两个二极管的电流方向是相反的，输出电流 $i=i_1-i_2$，将 i_1 和 i_2 代入其中就可求出输出电流 i 的表达式及其中的频率分量。

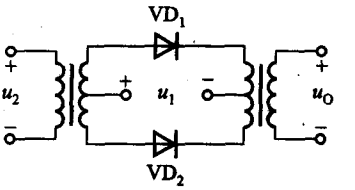


图 5-13　二极管平衡电路

解：首先标明加到两只二极管两端的电压和流过其中的电流的正方向，一般按实际方向标正方向。因此，加到两只二极管两端的电压分别为

$$u_{D1}=u_1+u_2$$

和

$$u_{D2}=u_1-u_2$$

则流过两只二极管的电流分别为

$$i_1=g_D K(\omega_2 t)u_{D1}$$

和

$$i_2=g_D K(\omega_2 t-\pi)u_{D2}$$

由于两个二极管的电流在输出变压器中的流动方向是相反的，所以在输出变压器中产生的磁通是相减的，因而反映在输出电流中，两个电流是相减的，即

$$\begin{aligned}
i &= i_1-i_2=g_D K(\omega_2 t)u_{D1}-g_D K(\omega_2 t-\pi)u_{D2}\\
&= g_D K(\omega_2 t)(u_1+u_2)-g_D K(\omega_2 t-\pi)(u_1-u_2)\\
&= g_D[K(\omega_2 t)+K(\omega_2 t-\pi)]u_2+g_D[K(\omega_2 t)-K(\omega_2 t-\pi)]u_1\\
&= g_D u_2+g_D K'(\omega_2 t)u_1\\
&= g_D U_2\cos\omega_2 t+g_D\left(\frac{4}{\pi}\cos\omega_2 t-\frac{4}{3\pi}\cos 3\omega_2 t+\frac{4}{5\pi}\cos 5\omega_2 t+\cdots\right)U_1\cos\omega_1 t
\end{aligned}$$

由此可见，输出电流 i 中的频率分量有 ω_2、$2n\omega_2\pm\omega_1$（$n=1,2,3,\cdots$）。与图 5-6所示的二极管平衡电路相比较，图 5-6 所示的二极管平衡电路输出电流中的频率分量有 ω_1、$(2n-1)\omega_2\pm\omega_1$（$n=1,2,3,\cdots$），因此，本题电路的输出电流的频率中增加了 ω_2 分量，没有 ω_1 分量，可以完成频谱的线性搬移功能。

讨论：图 5－6 与图 5－13 所示的二极管平衡电路，它们的电路形式是一样的，工作条件相同，不同的是两个输入电压的位置发生了变化，得到的结果是不同的。由此可以得出结论：二极管平衡电路作为频谱搬移电路时，输出信号与输入信号的位置有关。

例 5－3 试推导出图 5－11 所示的双差分对电路单端输出时的输出电压表达式。

题意分析：差分对输出有两种形式：双端输出与单端输出。教材中分析的是双端输出的情况，本题旨在分析单端输出与双端输出的结果是否相同。分析方法与教材中的分析方法相同，但要注意的是单端输出时，输出电压是相对于地的电压。如从右边的电阻 R_L 的下端输出，则其输出电压 $u_O = U_{CC} - i_{\text{II}} R_L$，只要求出 i_{II}，代入式中，就可得出结论。

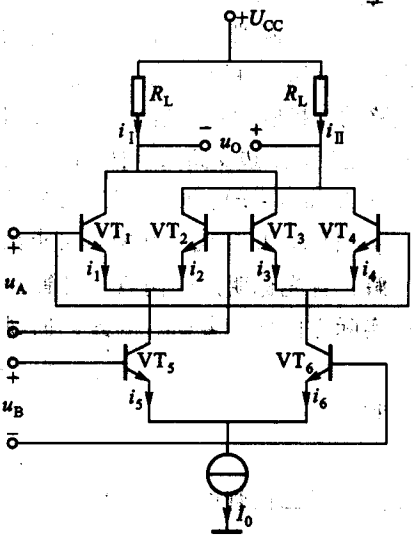


图 5－14 双差分对电路

解：图 5－14 为双差分对电路，从右边的电阻 R_L 的下端输出，则输出电压 $u_O = U_{CC} - i_{\text{II}} R_L$。求出 i_{II} 后，就可得到输出电压。由图中可以看出，$i_{\text{II}} = i_2 + i_4$，$i_2$ 是由 VT_1、VT_2 组成的单差分对的单端输出电流，i_4 是由 VT_3、VT_4 组成的单差分对的单端输出电流，输入电压 u_A 正向加到 VT_4，反向加到 VT_2，由单差分对电路的分析可知

$$i_2 = \frac{i_5}{2} - \frac{i_5}{2}\tanh\left(\frac{u_A}{2U_T}\right)$$

$$i_4 = \frac{i_6}{2} + \frac{i_6}{2}\tanh\left(\frac{u_A}{2U_T}\right)$$

这里，i_5 和 i_6 分别是两个差分对的恒流源。由此可得

$$i_{\text{II}} = i_2 + i_4 = \frac{1}{2}(i_5 + i_6) - \frac{1}{2}(i_5 - i_6)\tanh\left(\frac{u_A}{2U_T}\right)$$

$$= \frac{I_0}{2} - \frac{I_0}{2}\tanh\left(\frac{u_A}{2U_T}\right)\tanh\left(\frac{u_B}{2U_T}\right)$$

由此可见，双差分对在单端输出时，可以得出与单差分对(式(5－22))类似的结果。将 i_{II} 代入 $u_O = U_{CC} - i_{\text{II}} R_L$ 中，可得

$$u_O = U_{CC} - i_{\text{Ⅱ}} R_L$$

$$= U_{CC} - \frac{I_0}{2} R_L + \frac{I_0}{2} R_L \tanh\left(\frac{u_A}{2U_T}\right) \tanh\left(\frac{u_B}{2U_T}\right)$$

当 u_A 和 u_B 的幅度均小于 26 mV 时，有

$$u_O = U_{CC} - \frac{I_0}{2} R_L + \frac{I_0}{2} \frac{1}{4U_T^2} u_A u_B$$

由于 u_O 中有直流分量，所以，这还不是一个理想乘法器(隔直后为一个理想乘法器)，但它可以完成频谱的线性搬移功能。

讨论：差分对电路有两种形式：单差分对电路和双差分对电路，这两种电路均可用于频谱的线性搬移，其输出方式可以是双端输出，也可以是单端输出，但用两种输出方式得到的结果是不相同的。两种输出方式对两种电路形式均有其各自的优缺点。单差分对电路中，双端输出可以抑制共模干扰，但输出不是对地，还需进行双—单变换；单端输出直接对地，但不能抑制共模干扰。双差分对电路中，双端输出可等效为一个理想乘法器，但要进行双—单变换；单端输出直接对地，但不能等效为一个理想乘法器，且输出信号的振幅是双端输出的一半。分析可知，单差分对电路完成频谱的线性搬移与两个输入信号的位置有关，而双差分对与两个输入信号的位置无关。

这里分析的是双差分对电路单端输出时的输出表达式，读者也可按此思路分析单差分对电路单端输出时的结果。

例 5－4　图 5－15 所示的二极管平衡电路，输入信号 $u_1 = U_1\cos\omega_1 t$，$u_2 = U_2\cos\omega_2 t$，且 $\omega_2 \gg \omega_1$，$U_2 \gg U_1$。输出回路对 ω_2 谐振，谐振阻抗为 R_0，带宽 $B = 2f_1(f_1 = \omega_1/(2\pi))$。①不考虑输出电压的反作用，求输出电压 u_o 的表达式；②考虑输出电压的反作用，求输出电压的表达式，并与①的结果相比较。

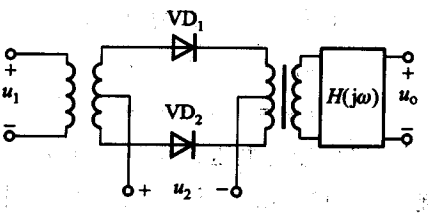


图 5－15　二极管平衡电路

题意分析：①本题中的二极管平衡电路与教材中的二极管平衡电路是一致的，不同在于本题电路的输出端加了一滤波器，并给出了滤波器的特性。分析时，只要求出输出电流，分析输出电流中的哪些分量能通过输出滤波器，能通过滤波器的分量就可在输出端输出。②在二极管平衡电路的分析中，忽略了输

出电压 u_o 对二极管平衡电路的反作用，其条件是控制信号 u_2 的振幅远远大于输入信号 u_1 的振幅，即 $U_2 \gg U_1$，于是保证了输出电压远小于控制信号，故可以忽略输出电压 u_o 对电路的反作用。当考虑输出电压 u_o 对电路的反作用时，加到二极管两端的电压应包括控制电压 u_2、输入电压 u_1 和输出电压 u_o。此时的输出电压 u_o 的频率应是能通过输出滤波器的那些频率分量，可以直接用①的结果，不同的是振幅可能有一些变化。由于这种频谱的线性搬移是低电平的，因此，其振幅的绝对值不太重要，而重要的是其输出的频率分量，即是否能完成频谱的线性搬移功能，分析方法与①类似。

解：① 不考虑输出电压的反作用时，加到二极管两端的电压为

$$u_{D1} = u_1 + u_2$$

$$u_{D2} = -u_1 + u_2$$

与教材中的输入方式是完全相同的，因此，输出变压器的次级电流(不考虑滤波器)为

$$\begin{aligned} i &= 2g_D K(\omega_2 t) u_1 \\ &= 2g_D\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_2 t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_2 t + \frac{2}{5\pi}\cos 5\omega_2 t - \cdots\right) U_1 \cos\omega_1 t \\ &= g_D U_1 \cos\omega_1 t + \frac{4}{\pi} g_D U_1 \cos\omega_1 t \cos\omega_2 t - \frac{4}{3\pi} g_D U_1 \cos\omega_1 t \cos 3\omega_2 t \\ &\quad + \frac{4}{5\pi} g_D U_1 \cos\omega_1 t \cos 5\omega_2 t - \cdots \end{aligned}$$

由于输出滤波器的中心频率 $f_2 = \omega_2/(2\pi)$、带宽 $B = 2f_1$ ($f_1 = \omega_1/(2\pi)$)，于是，在输出电流 i 中只有第二项可以输出，其他分量都被滤除，因此，输出电压为

$$u_o = \frac{4}{\pi} R_L g_D U_1 \cos\omega_1 t \cos\omega_2 t = U_o \cos\omega_1 t \cos\omega_2 t$$

式中，R_L 为输出滤波器的等效阻抗。

② 当考虑输出电压的反作用时，加到两只二极管两端的电压为

$$u_{D1} = u_1 + u_2 - u_o'$$

$$u_{D2} = -u_1 + u_2 + u_o'$$

式中，u_o' 是输出变压器次级两端的电压，其振幅与 u_o 不同。由于控制电压 u_2 的振幅远远大于输入电压 u_1 和输出电压 u_o'，因此，控制电压 u_2 决定了二极管的通断，开关函数与①相同。流过两只二极管的电流为

$$i_1 = g_D K(\omega_2 t) u_{D1} = g_D K(\omega_2 t)(u_1 + u_2 - u_o')$$

$$i_2 = g_D K(\omega_2 t) u_{D2} = g_D K(\omega_2 t)(-u_1 + u_2 + u_o')$$

输出变压器的次级电流(滤波前)为

$$i = i_1 - i_2 = 2g_D K(\omega_2 t)(u_1 - u_o')$$

$$= 2g_D\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_2 t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_2 t + \frac{2}{5\pi}\cos 5\omega_2 t - \cdots\right)(U_1\cos\omega_1 t - U'_o\cos\omega_1 t\cos\omega_2 t)$$

$$= g_D(U_1\cos\omega_1 t - U'_o\cos\omega_1 t\cos\omega_2 t) + \frac{4}{\pi}g_D U_1\cos\omega_1 t\cos\omega_2 t - \frac{4}{3\pi}g_D U_1\cos\omega_1 t\cos 3\omega_2 t + \frac{4}{5\pi}g_D U_1\cos\omega_1 t\cos 5\omega_2 t - \cdots - \frac{4}{\pi}g_D U'_o\cos\omega_1 t\cos^2\omega_2 t + \frac{4}{3\pi}g_D U'_o\cos\omega_1 t\cos\omega_2 t\cos 3\omega_2 t - \frac{4}{5\pi}g_D U'_o\cos\omega_1 t\cos\omega_2 t\cos 5\omega_2 t + \cdots$$

$$= g_D(U_1\cos\omega_1 t - U'_o\cos\omega_1 t\cos\omega_2 t) + \frac{4}{\pi}g_D U_1\cos\omega_1 t\cos\omega_2 t - \frac{4}{3\pi}g_D U_1\cos\omega_1 t\cos 3\omega_2 t + \frac{4}{5\pi}g_D U_1\cos\omega_1 t\cos 5\omega_2 t - \cdots - \frac{2}{\pi}g_D U'_o\cos\omega_1 t\,(1+\cos 2\omega_2 t) + \frac{2}{3\pi}g_D U'_o\cos\omega_1 t\,(\cos 2\omega_2 t + \cos 4\omega_2 t) + \cdots$$

由上式可以看出，输出变压器的次级电流 i 中(滤波前)的频率分量为：f_1、$f_2 \pm f_1$、$(2n-1)f_2 \pm f_1$、$2nf_2 \pm f_1$ $(n = 1,2,3,\cdots)$。在输出变压器的次级电流 i 中，只有 $f_2 \pm f_1$ 能通过滤波器并从输出端输出，因此，输出电压为

$$u_o = \left(\frac{4}{\pi}U_1 - U'_o\right)g_D R_L\cos\omega_1 t\cos\omega_2 t$$

与①的结果相比较，②的输出电压的频率分量不变，仍为 $f_2 \pm f_1$，变化的只是振幅；相对①的结果，②的振幅减小了。由此可见，在分析二极管平衡电路时，忽略输出电压的反作用是合理的，但前提是控制信号远远大于输入信号。

讨论：在高频电路中，合理的近似是非常重要的，因为精确的分析是不可能的，也是不必要的。在分析频谱线性搬移电路时，需要关注的是输出端信号中包含哪些频率分量，以及这些频率分量中是否包含完成频谱线性搬移功能所需的频率分量，若包含有所需分量，就可用滤波器将其选出，并抑制掉不需要的其他分量。此时，还要关心用滤波器能否将其他不必要的分量滤除。若除了有用频率分量在滤波器的通带内以外，还有其他的分量在滤波器的通带内，这些不需要的频率分量就会对有用信号形成干扰，这在第六章中有分析。

第四节　自　测　题

5－1　一非线性器件的伏安特性为

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3$$

式中，$u = u_1 + u_2 + u_3 = U_1\cos\omega_1 t + U_2\cos\omega_2 t + U_3\cos\omega_3 t$。试写出电流 i 中

组合频率分量的频率通式，并说明它们是由 i 的哪些乘积项产生的，并求出其中频率分量为 ω_1、$2\omega_1+\omega_2$、$\omega_1+\omega_2-\omega_3$ 的振幅。

5－2 若非线性器件的伏安特性幂级数表达式为

$$i=a_0+a_1u+a_3u^3$$

式中，a_0、a_1、a_3 是不为零的常数，信号 u 是频率为 150 kHz 和 200 kHz 的两个正弦波，问电流中能否出现 50 kHz 和 350 kHz 的频率成分？为什么？

5－3 一非线性器件的伏安特性为

$$i=\begin{cases}g_D u & u>0\\ 0 & u\leqslant 0\end{cases}$$

式中，$u=U_Q+u_1+u_2=U_Q+U_1\cos\omega_1 t+U_2\cos\omega_2 t$。若 U_1 很小，且满足线性时变条件，试求出在 $U_Q=-U_2/2$ 时，时变电导 $g_m(t)$ 的表达式。

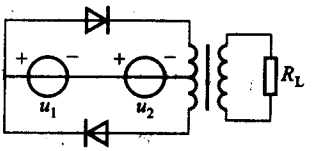


图 P5－1 题 5－4 图

5－4 图 P5－1 所示为二极管平衡电路，$u_1=U_1\cos\omega_1 t$，$u_2=U_2\cos\omega_2 t$，且 $U_2>>U_1$。试分析 R_L 上的电压或流过 R_L 的电流的频谱分量，并与图 5－6 所示电路的输出相比较。

5－5 试推导出图 5－9 所示的单差分对电路单端输出时的输出电压表达式(从 VT_2 集电极输出)。

5－6 在图 P5－2 所示的电路中，晶体三极管的转移特性为

$$i_C=a_0I_s e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}$$

若回路的谐振阻抗为 R_0，试写出下列三种情况下输出电压 u_0 的表达式：

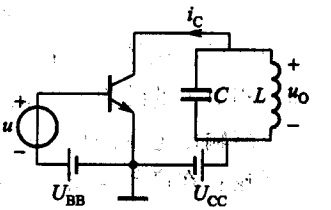


图 P5－2 题 5－6 图

① $u=U_1\cos\omega_1 t$，输出回路谐振在 $2\omega_1$ 上；

② $u=U_c\cos\omega_c t+U_\Omega\cos\Omega t$，且 $\omega_c>>\Omega$，U_Ω 很小，满足线性时变条件，输出回路谐振在 ω_c 上；

③ $u=U_1\cos\omega_1 t+U_2\cos\omega_2 t$，且 $\omega_2>\omega_1$，U_1 很小，满足线性时变条件，输出回路谐振在 $\omega_2-\omega_1$ 上。

5－7 场效应管的静态转移特性曲线如图 P5－3所示，即

$$i_D=I_{DSS}\left(1-\frac{u_{GS}}{U_P}\right)^2$$

式中，$u_{GS}=U_{GS}+U_1\cos\omega_1 t+U_2\cos\omega_2 t$。假设 U_1

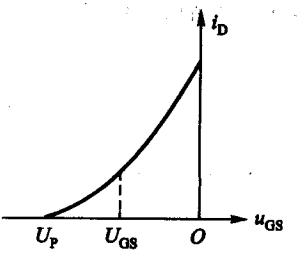


图 P5－3 题 5－7 图

很小，且满足线性时变条件，则

① 当 $U_2 \leqslant |U_P - U_{GS}|$，$U_{GS} = U_P/2$ 时，求时变跨导 $g_m(t)$以及 g_{m1}。

② 当 $U_2 = |U_P - U_{GS}|$，$U_{GS} = U_P/2$ 时，证明 g_{m1}为静态工作点跨导。

第六章
振幅调制、解调与混频

第一节 主要内容

振幅调制、解调与混频电路均属于频谱的线性搬移电路，是通信与电子系统的重要组成部分。振幅调制、解调和混频完成不同的功能，有其自身的概念、特点和性能指标，但完成其功能的电路的形式是相同的，也就是第五章中介绍的频谱线性搬移电路。本章主要介绍振幅调制、解调与混频的概念、信号分析、性能指标、特点和实现电路，在介绍实现电路并分析其应用特点时，将直接引用第五章的结论。读者可以通过对比的方式，掌握各种频谱线性搬移实现电路的异同。

一、振幅调制

振幅调制是由调制信号去控制载波的振幅，使之按调制信号的规律变化，严格地讲，是使高频振荡的振幅与调制信号成线性关系，而其他参数(频率和相位)不变。振幅调制分为三种方式：普通的调幅方式(AM)、抑制载波的双边带调制(DSB－SC)及抑制载波的单边带调制(SSB－SC)方式，所得的已调信号分别称为调幅波、双边带信号及单边带信号。从频谱上看，振幅调制就是将调制信号的频谱从低频端线性地搬移到载频上(允许搬移过程中只取调制信号频谱的一部分)。

1. 振幅调制信号分析

(1) 调幅(AM)信号

若载波和调制信号分别为 $u_c = U_c\cos\ \omega_c t$ 和 $u_\Omega = U_\Omega\cos\ \Omega t$，则振幅已调信号(调幅信号)的表达式为

$$u_{AM} = U_c\ (1 + m\ \cos\Omega t)\cos\omega_c t \qquad (6-1)$$

式中，m 为调制度(调幅度)，是表征调幅信号振幅变化快慢程度的一个参数，一般情况下 $m \leqslant 1$。若 $m > 1$，则称为过调制，在解调时信号失真。调幅信号的波形如图 6－1 所示。由图可以看出，调幅信号的包络(振幅)与调制信号成

线性关系，也就是说，调幅信号的包络反映了调制信号的变化规律。

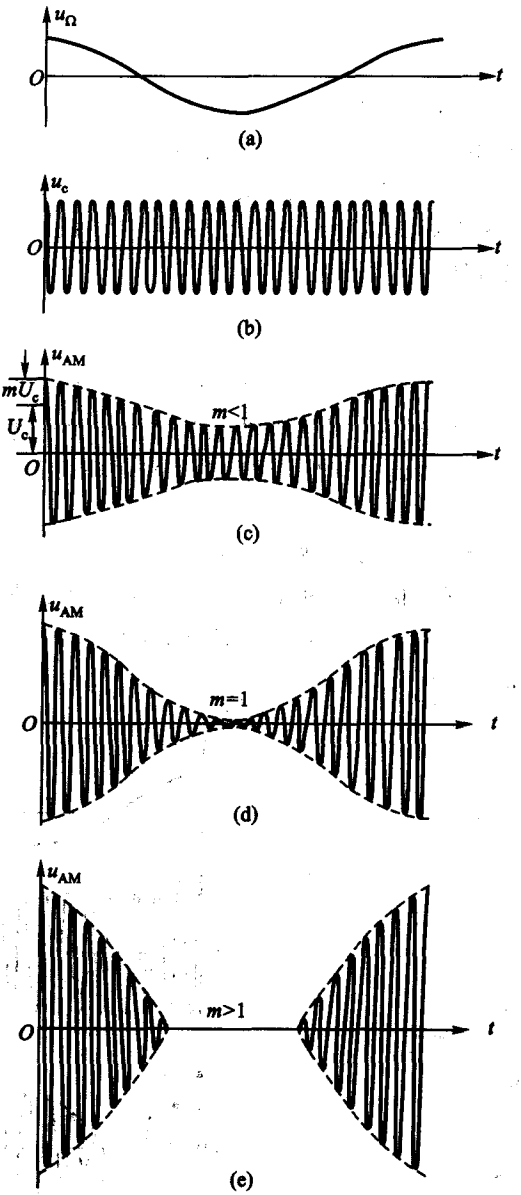


图 6－1　调幅信号波形图

(a) 调制信号；(b) 载波信号；

(c) $m<1$ 时的调幅信号波形；(d) $m=1$ 时的调幅信号波形；

(e) $m>1$ 时的过调制信号波形

若调制信号为一般信号 $f(t)$，且 $|f(t)| \leqslant 1$，则调幅信号的表达式为

$$u_{AM} = U_c[1 + mf(t)]\cos\omega_c t \tag{6-2}$$

由式(6-1)，可得

$$u_{AM} = U_c\cos\omega_c t + U_c m\cos\Omega t\cos\omega_c t$$

$$= U_c\cos\omega_c t + \frac{1}{2}U_c m\cos(\omega_c - \Omega)t + \frac{1}{2}U_c m\cos(\omega_c + \Omega)t \tag{6-3}$$

由此可以看出，调幅信号的频谱由三个部分组成：载波频率 f_c、上边频(带)$f_c + F$ 和下边频(带)$f_c - F$。话音信号作为调制信号时，其频谱图如图 6-2 所示。

调幅信号的功率包括载波功率和两个边带功率。以单一频率信号作为调制信号($u_\Omega = U_\Omega\cos\Omega t$)时，其功率为

$$P_{av} = P_c\left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \tag{6-4}$$

由上式可以看出，载有有用信号的边频(带)部分的功率只占总功率的一小部分，即便当 $m = 1$ 时，它也只有总功率的三分之一，而不携带信号的载波分量占了总功率的一大半，因此，调幅信号的功率利用率很低。

(2) 双边带(DSB)信号

双边带信号的全称为抑制载波双边带信号(DSB-SC)，它是在调制过程中，经载波抑制后形成的信号。用式(6-1)将载波分量抑制掉，可得

$$u_{DSB} = U\cos\Omega t\cos\omega_c t \tag{6-5}$$

对于一般的调制信号 $f(t)$，有

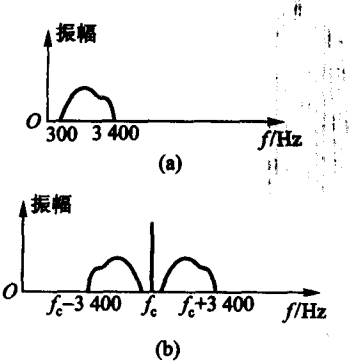


图 6-2 语音信号作为调制信号时调幅信号的频谱图
(a) 语音频谱；(b) 已调信号频谱

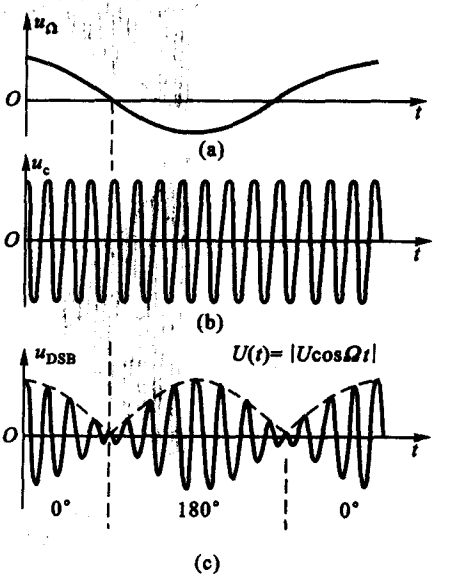


图 6-3 DSB 信号波形
(a) 调制信号；(b) 载波信号；(c) 已调信号

$$u_{DSB} = f(t)\cos\omega_c t \tag{6-6}$$

由此可见，双边带信号可用乘法器将调制信号与载波相乘来得到。图6-3给出了以单一频率信号作为调制信号时的双边带信号的波形。由图可以看出，双边带信号的振幅与调制信号的绝对值成正比，而不是与调制信号成正比；高频载波的相位在调制电压零交点处(调制电压正负交替时)要突变180°。严格地讲，DSB信号已非单纯的振幅调制信号，而是既调幅又调相的信号。

单频调制的DSB信号只有 $\omega_c + \Omega$ 及 $\omega_c - \Omega$ 两个频率分量，它的频谱相当于从AM信号的频谱图中去掉载频分量后得到的频谱。

(3) 单边带(SSB)信号

单边带信号的全称为抑制载波单边带(SSB-SC)信号，它是在双边带信号的基础上抑制一个边带后得到的信号。因为双边带信号中，两个边带携带同样的信息，所以，传输一个边带同样可以完成信号的传输，既节约了频带，也节约了功率。在以单一频率信号作为调制信号时，单边带信号的表达式为

$$u_{SSB} = U\cos(\omega_c - \Omega)t \tag{6-7}$$

者为下边带单边带信号；表达式为

$$u_{SSB} = U\cos(\omega_c + \Omega)t \tag{6-8}$$

者为上边带单边带信号。当调制信号为 $f(t)$ 时，单边带信号的表达式为

$$u_{SSB} = f(t)\cos\omega_c t \pm \hat{f}(t)\sin\omega_c t \tag{6-9}$$

式中，$\hat{f}(t)$ 为 $f(t)$ 的希尔波特(Hilbert)变换。式(6-9)中，取“+”时为下边带信号，取“-”时为上边带信号。单边带信号的频谱只有一个边频(或边带)。SSB调制方式在传送信息时，不但功率利用率高，而且占用频带为 $B_{SSB} \approx F_m$，比AM、DSB调制方式占用频带减少了一半，频带被利用充分。目前SSB调制方式已成为短波通信中一种重要的调制方式。

2. 振幅调制电路

已调波是由调制信号及载波经调制电路后形成的。输入调制电路的是调制信号 u_Ω 和载波 u_c，在单一频率信号作为调制信号时，调制电路的输入频率分别为 F 及 f_c。输出AM信号时的频率分量为 f_c、$f_c + F$ 及 $f_c - F$，调制电路的输出信号与输入信号是不同频的，要产生新的频率成分，因此，只有能实现频率变换的电路才能实现调制的功能。在线性时不变电路中，输出信号的频率与输入信号的频率是相同的。只有非线性电路和线性时变电路才能产生新的频率分量，实现频率变换。

在AM、DSB及SSB信号中均有 $f_c + F$ 和(或) $f_c - F$ 分量，且该分量是由调制信号 u_Ω 与载波 u_c 相乘产生的。无论是非线性电路还是线性时变电路，要实现调制功能，电路就必须有两个信号的乘积项。由于非线性电路和线性时变电路

要产生大量的组合频率分量，所以，滤波器要将所需频率分量选出，滤除其他不需要的分量，否则这些不需要的频率分量将对有用信号形成干扰或使其失真。

线性时变电路是非线性电路在一定的条件下(大多数情况是 $U_c \gg U_\Omega$)得到的。分析表明，线性时变电路的组合分量远远少于非线性电路。应指出的是，严格地讲，这两种电路的组合频率分量是相同的，只不过由于线性时变电路的许多组合分量其幅度很小被忽略而已。

调制电路分为高电平调制和低电平调制两种。高电平调制是将调制和功率放大器合二为一，利用高频功率放大器的调制特性来完成调制；低电平调制是在低功率级上完成调制，然后经功率放大器放大到所需电平上。AM 信号通常采用高电平调制电路，DSB、SSB 信号采用低电平调制电路。

(1) AM 信号调制电路

AM 信号调制方法包括高电平调制和低电平调制两类，主要用高电平调制电路完成。高电平调制是利用高频功率放大器的调制特性，用调制信号控制高频功率放大器的偏置电压(U_{CC}或 U_{BB})，使偏置电压随调制信号的规律变化，从而使输出电压的振幅随调制信号的规律变化。高电平调制包括基极调幅、集电极调幅以及集电极－基极(或发射极)组合调幅等方法。为了使输出电压的振幅随调制信号线性变化，基极调幅高频功放应选择在欠压区工作，集电极调幅高频功放应选择在过压区工作。

AM 信号的低电平调制可用二极管调制电路、差分对电路、晶体三极管电路、场效应管电路等完成。

(2) DSB 信号调制电路

DSB 信号调制主要采用低电平调制电路，可用二极管平衡电路、二极管环形电路、单差分对电路、双差分对电路等来实现。

① 二极管调制电路。图 6－4 所示为二极管平衡调制器电路图，调制信号和载波(控制信号)的注入方式如图所示。由于调制信号一般为低通型的，因此，输入变压器通常是低频变压器；而输出变压器多是高频变压器，输出滤波器为带通滤波器，中心频率为载波频率，带宽由调制信号决定。由第五章可知，输出变压器的次级电流(滤波前)为

$$\begin{aligned} i_L &= 2g_D K(\omega_c t)u_\Omega \\ &= 2g_D\left(\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi}\cos\omega_c t-\frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_c t+\cdots\right)U_\Omega\cos\Omega t \end{aligned} \tag{6-10}$$

经滤波后，只有括号中的第二项与调制信号的乘积能通过滤波器，即输出电压为

$$u_o = \frac{4}{\pi}g_D R_L U_\Omega \cos\Omega t\ \cos\omega_c t \tag{6-11}$$

若将调制信号和载波的注入位置交换，则此电路不能产生 DSB 信号，只能得到 AM 信号，这表明二极管调制电路完成哪种调制功能(DSB 或 AM)与输

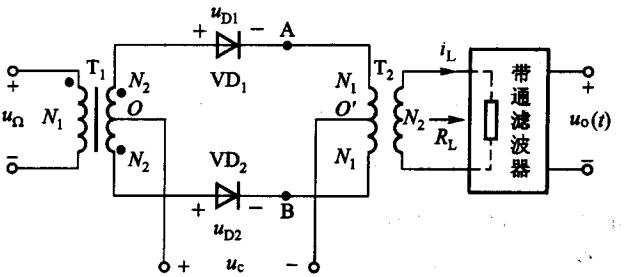
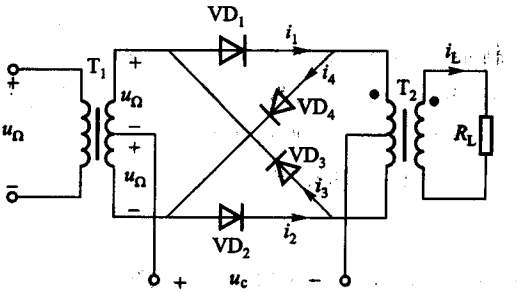


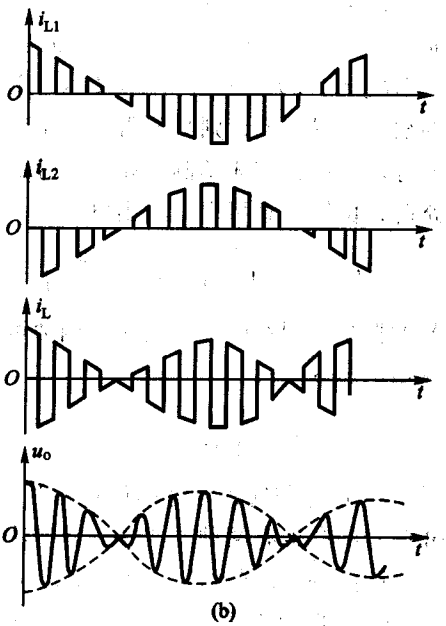
图 6-4　二极管平衡调制器电路图

入信号的位置有关。

图 6-5 (a)所示为二极管环形调制器电路，由第五章的分析可知



(a)



(b)

图 6-5　二极管环形调制器
(a) 电路图；(b) 波形图

$$i_L = 2g_D K'(\omega_c t)u_\Omega$$
$$= 2g_D\left(\frac{4}{\pi}\cos\omega_c t - \frac{4}{3\pi}\cos 3\omega_c t + \cdots\right)U_\Omega\cos\Omega t \quad (6-12)$$

经滤波器滤波(中心频率为 f_c,带宽由调制信号决定)后的输出电压为

$$u_o = \frac{8}{\pi}R_L g_D U_\Omega\cos\Omega t\cos\omega_c t \quad (6-13)$$

图 6-5(b)所示为二极管环形调制器的波形图。二极管环形调制器产生的信号为 DSB 信号，且与输入信号和载波信号的输入位置无关。需要注意的是，应根据输入信号是低频信号还是高频信号确定相应的变压器。

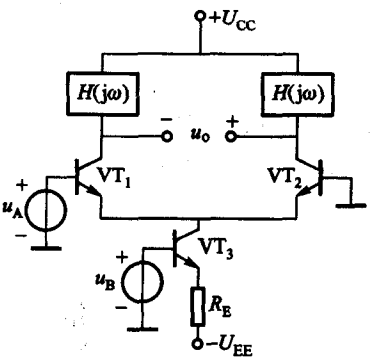


图 6-6 单差分对调制器

② 差分对调制器。图 6-6 所示为单差分电路。将载波电压 u_c 加到线性通道，即 $u_B = u_c$，将调制信号 u_Ω 加到非线性通道，即 $u_A = u_\Omega$，则双端输出电流为

$$i_o(t) = I_0(1 + m\cos\omega_c t)\tanh\left(\frac{U_\Omega}{2U_T}\cos\Omega t\right)$$
$$= I_0(1 + m\cos\omega_c t)[\beta_1(x)\cos\Omega t + \beta_3(x)\cos 3\Omega t + \cdots] \quad (6-14)$$

式中，$I_0 = U_{EE}/R_E$，$m = U_c/U_{EE}$，$x = U_\Omega/U_T$。经滤波后的输出电压 $u_o(t)$为

$$u_o(t) \approx I_0 R_L m\beta_1(x)\cos\Omega t\cos\omega_c t = U_o\cos\Omega t\cos\omega_c t \quad (6-15)$$

若将输入信号与载波的输入位置交换，则只能得到 AM 信号，而不能获得 DSB 信号，也就是说，单差分对调制器完成调制功能与信号的输入位置有关。当采用双差分对调制器电路时，由第五章可得，输出电流为

$$i_o(t) = I_0\tanh\left(\frac{u_\Omega}{2U_T}\right)\tanh\left(\frac{u_c}{2U_T}\right) \quad (6-16)$$

当调制信号和载波信号的振幅都很小时，双曲正切函数可以由非线性关系转化为线性关系，此时的输出电压为

$$u_o \approx \frac{I_0}{4}\frac{R_L}{U_T^2}u_\Omega u_c \quad (6-17)$$

双差分对调制器产生的 DSB 信号与输入信号的位置无关。

③ SSB 信号。SSB 信号的产生有两种方式——滤波法和移相法。滤波法是在 DSB 信号的基础上，用边带滤波器滤除一个边带，从而获得 SSB 信号。滤波法单边带信号产生器是目前广泛采用的 SSB 信号产生的方法。滤波法的关键是边带滤波器的制作，因为要产生满足要求的 SSB 信号，对边带滤波器的要求

很高，所以，这里主要是要求边带滤波器的通带—阻带间有陡峭的过渡衰减特性。

图 6－7 所示为移相法产生 SSB 信号的框图。移相法是建立在式(6－9)之上的。

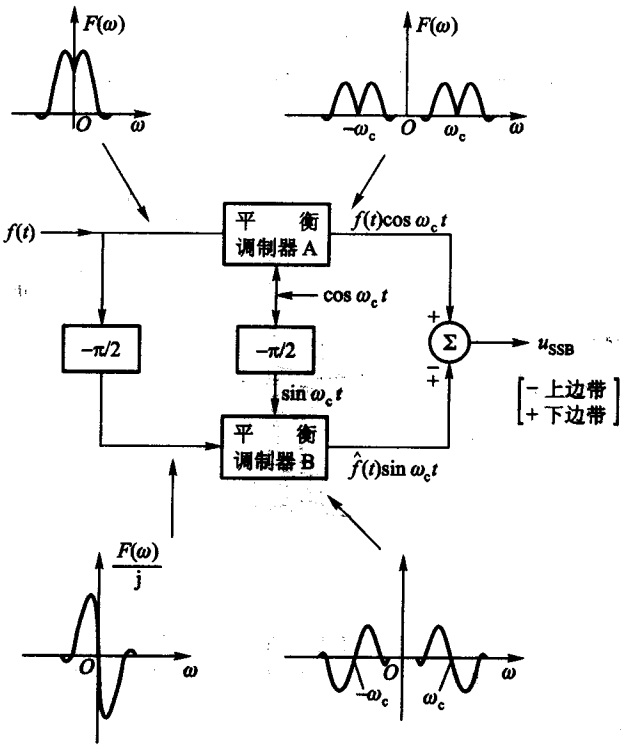


图 6－7　移相法 SSB 调制器

二、调幅信号的解调

调幅信号的解调就是从调幅信号中将调制信号恢复出来。从频谱上看，解调是将高频已调信号从高频带搬移到基带，它也是一种频谱的线性搬移，在搬移过程中频谱的结构不发生变化。

由于调幅信号的解调是频谱的线性搬移过程，因此，用于完成振幅调制的调制电路，也可用于调幅信号的解调，电路形式不变，其变化在于输入、输出回路和输出变压器。

调幅信号的解调可分为两类：包络检波和同步检波。包络检波主要用于 AM 信号的解调，同步检波可用于 AM、DSB 和 SSB 信号的解调。

1. 二极管峰值包络检波器

由于 AM 信号的振幅(包络)与调制信号成线性关系，所以取出 AM 信号的包络就可将调制信号恢复出来，这就是包络检波器的原理。二极管峰值包络检波器如图 6－8 (a)所示。由输入回路、二极管 VD 和 *RC* 低通滤波器组成。输入信号振幅较大，一般大于 0.5 V，二极管导通时主要工作在线性区。二极管处于受控的开关状态，二极管两端电压为 $u_D = u_S - u_O$。

输入信号为 AM 信号时，流过二极管的电流 i_D 如图 6－8 (b)所示。i_D 经 *RC* 低通滤波器滤波，取出其低频分量(平均分量)，就可将调制信号恢复出来。

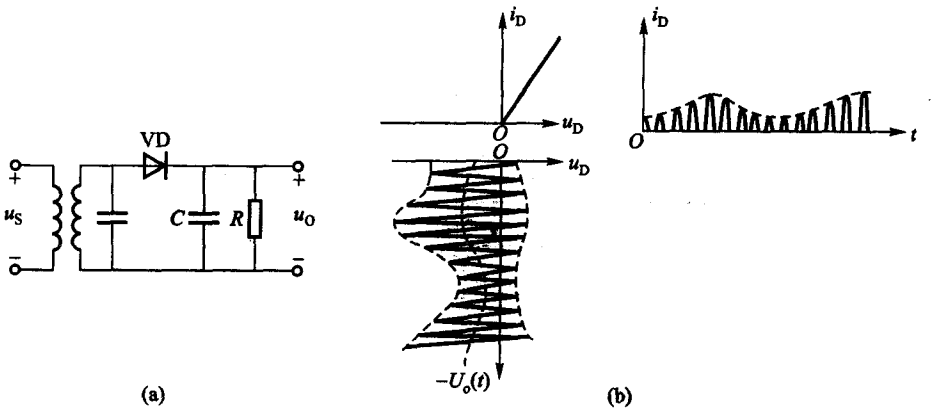


图 6－8 二极管峰值包络检波器

(a) 原理电路图；(b) 检波二极管的电压及电流波形

(1) 传输系数 K_d

包络检波器的传输系数(又称为检波系数)K_d 是用来描述检波器对输入已调信号的解调能力或效率的一个物理量。在大信号工作的条件下，有

$$K_d = \cos\theta \tag{6-18}$$

式中，θ 为导通角，其值为

$$\theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{g_D R}} \tag{6-19}$$

g_D 为检波二极管的导通电导。由此可见，增大负载电阻 *R* 可以提高检波器的检波效率。

有了检波系数后，就可通过它求得输出电压。若输入信号 $u_S = U_c[1 + mf(t)]\cos\omega_c t$，则有

$$u_O(t) = K_d U_S[1 + mf(t)] \tag{6-20}$$

(2) 输入电阻 R_i

输入电阻 R_i 表征了包络检波器对前级电路的影响的程度。因为 R_i 是前级电路的负载，而前级一般是谐振放大器的谐振回路，所以，R_i 较小将导致前级谐振回路的 Q 值下降、谐振阻抗降低。因此希望 R_i 较大，为

$$R_i = \frac{R}{2} \tag{6-21}$$

由式(6-21)可见，增大检波器的负载 R 可提高 R_i。

(3) 检波器的失真

当检波器参数选择不当时，会产生惰性失真或底部切削失真。

惰性失真是由于在一个高频周期内低通滤波器的放电速度小于输入 AM 信号包络的下降速度而造成二极管负偏电压大于输入信号电压，致使二极管在其后的若干高频周期内不导通，从而引起的失真。不产生惰性失真的条件为

$$RC \leqslant \sqrt{1-m^2} \Big/ \Omega m \tag{6-22}$$

式中，m 为 AM 信号调制度，Ω 为调制信号的角频率。

图 6-8 (a)所示的检波器是不完整的，还应加上耦合电容 C_g 和真正的负载 R_g，如图 6-9 (a)所示。这样，在 R_g 两端才是真正恢复出来的调制信号。由图可以看出，检波器的直流负载为 S，交流负载为 $R /\!/ R_g$。由于交直流负载不相等，因而可能产生底部切削失真，如图 6-9 (c)所示。

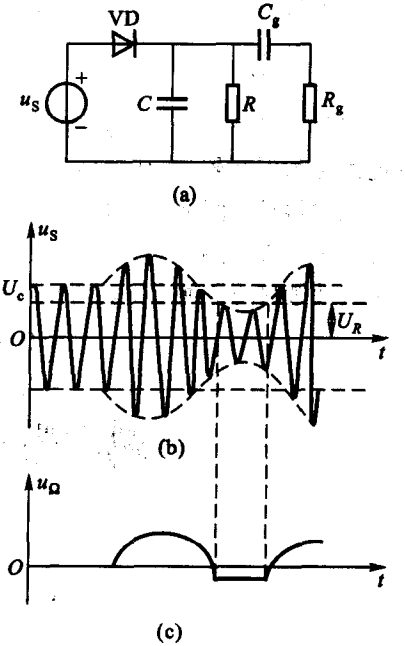


图 6-9　底部切削失真

(a) 电路图；(b) 调制波形；(c) 失真波形

不产生底部失真的条件是

$$m \leqslant \frac{R_g}{R+R_g} = \frac{R_\sim}{R_=} \tag{6-23}$$

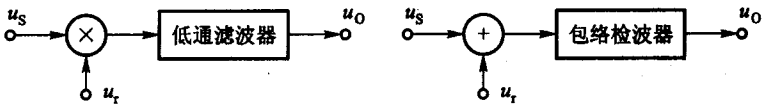
式中，$R_= = R$ 为检波器的直流负载，$R_\sim = RR_g/(R+R_g)$为检波器的交流负载。由此可见，减小检波器的交直流负载的差值，可避免底部失真。

2. 同步检波

同步检波可分为乘积型和叠加型两种检波方式，这两种检波方式都需要接收端恢复载波支持，恢复载波性能的好坏，直接关系到解调性能的好坏。

乘积型同步检波是直接把本地恢复载波与接收信号相乘，用低通滤波器将

低频信号提取出来，如图 6－10（a）所示。在这种检波器中，要求恢复载波与发送端的载波同频同相；如果其频率或相位有一定的偏差，那么将会使恢复出来的调制信号产生失真。



(a) (b)

图 6－10 同步检波器

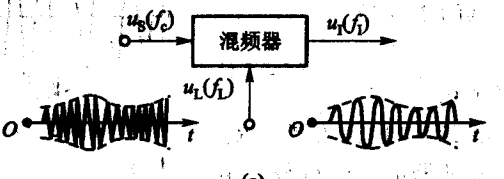
(a) 乘积型；(b)叠加型

叠加型同步检波是将 DSB 或 SSB 信号插入恢复载波，使之成为或近似成为 AM 信号，再利用包络检波器将调制信号恢复出来，如图 6－10（b）所示。为了保证检波质量，对 DSB 信号，要求恢复载波的振幅大于输入信号的振幅；对 SSB 信号，要求恢复载波的振幅远远大于输入信号的振幅。叠加型同步检波也要求恢复载波与接收信号载频同频同相，否则也会产生失真。

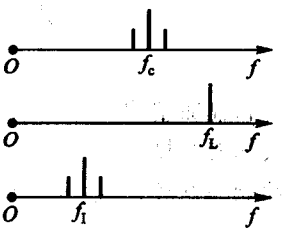
三、混频

混频，又称为变频，是将信号的载频变换成另外一个频率，完成这种功能的电路称为混频器(或变频器)。

混频器具有两个输入电压，其频率分别为 f_1 及 f_2，输出频率是这两者的差频($f_o = f_1 - f_2$)或和频($f_o = f_1 + f_2$)。混频器在频域中起着减(加)法器的作用，是频谱线性搬移的一种应用。图 6－11 给出了输入 AM 信号时混频器的变换过程。



(a)



(b)

图 6－11 混频器的功能示意图

(a) 混频器原理图；(b) 波形图

由图 6－11 可以看出，混频器的两个输入电压为 u_{AM}和本振电压 $u_L = U_L\cos\omega_L t$，$\omega_L = 2\pi f_L$ 是本振频率。载波频率 f_c 与本振频率 f_L 都是高频频率，而混频器的输出频率 f_I 为中频频率。从波形上看，中频信号的包络与输入信号相同，不同的是填充频率；从频谱上看，输出中频信号与输入高频信号的频谱结构相同，只不过在频谱上搬移了一个位置。

当 $f_I < f_c$ 时，称为向下变频，相应的中频称为低中频；当 $f_I > f_c$ 时，称为向上变频，相应的中频称为高中频。

由于混频是频谱的线性搬移，因此可用非线性电路和线性时变电路来完成。原则上讲，用于振幅调制与解调的电路均可用于混频调制与解调，需要改变的只是输入、输出回路和输出滤波器的参数。

由单独的本地振荡器提供本振信号完成混频的电路称为混频器；把由同一个电路产生本振信号并实现混频功能的混频电路称为变频器。变频器是一个四端网络，而混频器是一个六端网络。实际应用中，常将“混频”与“变频”两词混用，本书也不再加以区分。

混频器是频率变换电路，在频域上起加法器或减法器的作用。振幅调制与解调也是频率变换电路，也是在频域上起加法器或减法器的作用，同属频谱的线性搬移。由于频谱搬移位置的不同，其功能就完全不同。这三种电路都是六端网络：两个输入、一个输出，可用同样形式的电路完成不同的搬移功能。从实现电路看，输入、输出信号不同，因而输入、输出回路各异。调制电路的输入信号是调制信号 u_Ω、载波信号 u_C，输出为载波参数受调的已调信号；解调电路的输入信号是已调信号 u_S、本地恢复载波信号 u_r(同步检测)，输出为恢复的调制信号 u_Ω；而混频器的输入信号是已调信号 u_S、本地振荡信号 u_L，输出为中频信号 u_I，这三个信号都是高频信号。从频谱搬移看，调制是将低频信号 u_Ω 线性地搬移到载频的位置(搬移过程中允许只取一部分)；解调则是将已调信号的频谱从载频(或中频)线性搬移到低频端；而混频是将位于载频的已调信号频谱线性搬移到中频 f_I 处。这三种频谱的线性搬移过程如图 6－12 所示。

混频器电路可用第五章介绍过的二极管电路、差分对电路、晶体三极管电路、场效应管电路等来实现。

晶体三极管混频电路如图 6－13 所示。输入信号 u_S 为一高频已调信号，时变偏置电压 $U_{BB}(t) = U_{BB} + u_L$，且有 $U_s << U_L$，$U_L > 0.5V$，电路工作在线性时变状态；输出回路对中频 $f_I = f_L - f_c$ 谐振，由此可得集电极电流 i_C 为

$$i_C = f(u_{BE}) = I_{C0}(t) + g_m(t)u_S \qquad (6-24)$$

式中，$I_{C0}(t)$和 $g_m(t)$分别为时变工作点处的电流和时变跨导，均为本振信号

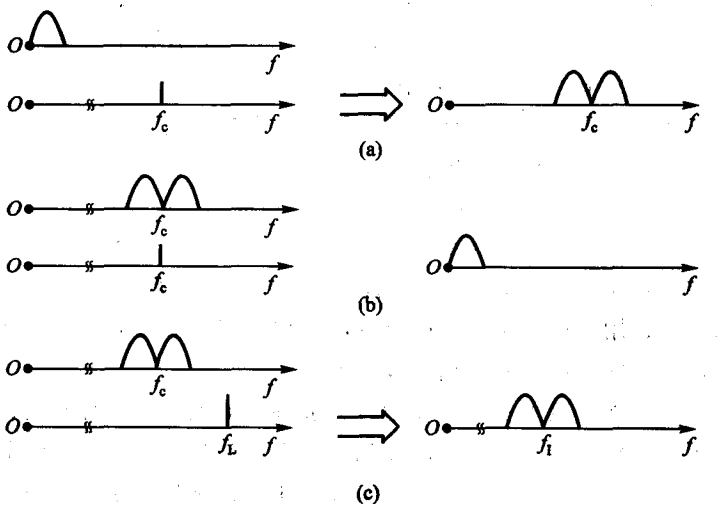


图 6-12 三种频谱线性搬移功能

(a) 调制；(b) 解调；(c) 混频

$u_L = U_L\cos\omega_L t$ 的函数，可分别用傅里叶级数展开为

$$i_{C0}(t) = I_{C0} + I_{C01}\cos\omega_L t + I_{C02}\cos 2\omega_L t + \cdots \quad (6-25)$$

$$g_m(t) = g_{m0} + g_{m1}\cos\omega_L t + g_{m2}\cos 2\omega_L t + \cdots \quad (6-26)$$

将式(6-25)和式(6-26)代入式(6-24)，经滤波器滤波后(考虑 $u_S = U_s\cos\omega_s t$)，可得

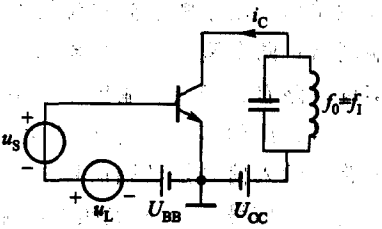


图 6-13 晶体管混频器原理电路

$$i_I = \frac{1}{2}g_{m1}U_s\cos(\omega_L-\omega_c)t = \frac{1}{2}g_{m1}U_s\cos\omega_I t = g_c U_s\cos\omega_I t = I_I\cos\omega_I t \quad (6-27)$$

式中，$g_c = g_{m1}/2$ 为变频跨导，是时变跨导的基波分量振幅 g_{m1} 的一半，于是

$$g_c = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} g_m(t)\cos\omega_L t\,\mathrm{d}\omega_L t \quad (6-28)$$

由式(6-28)可以看出，只要求出变频跨导 g_c，就可求得输出信号。

混频器的实际电路中，除了有本振电压注入外，混频器与小信号调谐放大器的电路形式很相似，本振电压加到混频管的方式，一般有射极注入和基极注入两种。选择本振注入电路要注意两点：第一，要尽量避免 u_S 与 u_L 的相互影响及两个频率回路的影响；第二，不要妨碍中频电流的流通。图 6-14 所示为混频器本振注入方式原理图。

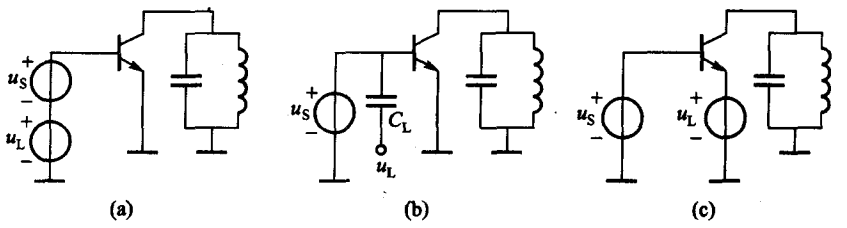


图 6－14　混频器本振注入方式

（a）基极串馈；（b）基极并馈；（c）本振射极注入

场效应管混频器的原理与分析类似于晶体三极管混频器，但相比之下，场效应管混频器有增益高、工作频率高、噪声低、组合频率分量少、动态范围大等优点。

在高质量通信设备中，以及当工作频率较高时，常使用二极管平衡混频器或环形混频器。二极管混频器的优点是噪声低、电路简单、组合分量少等。二极管混频器与调制器的工作原理相同，电路形式也相同，但输入、输出回路和输出滤波不同。调制器输入的是 u_Ω 和 u_C，故输入回路分别是低频回路和高频回路，调制器的输出是高频信号，因此要用高频回路。滤波器用中心频率为载频的带通滤波器，而混频器输出的是中频信号，应用高频输出回路(中频信号，大多数情况其频率在高频以上的范围，但无论频率高低，混频器的输出均称为中频信号)，滤波器应是中心频率为中频频率的带通滤波器。

应指出的是，二极管混频器与调制器相同，为减少组合频率，应工作于线性时变状态，即要求本振电压振幅 U_L 远远大于输入信号的振幅 U_s，即 $U_L \gg U_s$，且 $U_L > 0.5$ V。

另外，差分对电路也可用于混频。分析表明，差分对电路也可以得出与二极管电路相同的结论。

四、频谱的线性搬移小结

振幅调制、解调与混频都属于频谱的线性搬移，从频谱上看，它们都是将输入信号的频谱搬移到频谱的另一个位置，搬移的过程中频谱的结构不发生变化。完成这些频谱线性搬移功能的实现电路的形式是相同的，不同点在于输入、输出回路和滤波器的不同。以 DSB 信号为例，完成调制、解调与混频功能时的输入、输出信号及频率以及输出滤波器特性如表 6－1 所示。

表 6-1 振幅调制、解调与混频的比较

功能	输入 1			输入 2			输出			滤波器		
	信号	频率	回路	信号	频率	回路	信号	频率	回路	类型	f_o	B
调制	u_Ω	F	低频	u_c	f_c	高频	u_{DSB}	$f_c \pm F$	高频	带通	f_c	$\geqslant 2F$
解调	u_{DSB}	$f_c \pm F$	高频	u_r	$f_r = f_c$	高频	u_Ω	F	低频	低通		$\geqslant F$
混频	u_{DSB}	$f_c \pm F$	高频	u_L	f_L	高频	u_I	$f_I \pm F$	高频	带通	f_I	$\geqslant 2F$

原则上讲，二极管电路、差分对电路、晶体三极管电路、场效应管电路等均可用于完成振幅调制、解调与混频功能，具体选择何种电路应根据实际应用环境和系统的性能指标而定。

五、混频器的干扰

在混频的过程中－由于需要用非线性器件来完成频谱的线性搬移，所以，在产生了所需频率的同时，还有大量的不需要的组合频率分量出现，一旦这些组合频率分量的频率接近于有用信号频率，就会对有用信号形成干扰。我们把除了有用信号以外的所有信号统称为干扰。混频器的干扰主要有：信号与本振的自身组合干扰(也称为干扰哨声)；外来干扰与本振的组合干扰(也称为副波道干扰,寄生通道干扰)；外来干扰互相形成的干扰(也称为互调干扰)；外来干扰与信号形成的交叉调制干扰(也称为交调干扰)；此外还有阻塞、倒易混频干扰等等。

在实际中，能否形成干扰要看以下两个条件：一是是否满足一定的频率关系；二是满足一定频率关系的分量的幅值是否较大。从抑制干扰角度来讲，也可以从这两方面入手。

1. 干扰哨声

干扰哨声是由信号频率 f_c 与本振频率 f_L 由于非线性器件的作用产生了接近中频频率 f_I 的组合频率分量，对有用信号($f_I = f_L - f_c$)形成的干扰。产生干扰哨声的条件是(假设 $f_I = f_L - f_c$)

$$\frac{f_c}{f_I} = \frac{p \pm 1}{q - p} \tag{6-29}$$

式中，f_c/f_I 称为变频比，p 和 q 分别是 f_L 和 f_c 的谐波分量次数。式(6-29)表明，当 f_c 与 f_I 确定后，若能找到 p 和 q 满足式(6-29)，就会有组合频率分量形成干扰哨声，其组合频率为 $|\pm pf_L \pm qf_c| \approx f_I$。$p+q$ 称为干扰的阶数，阶数越小，干扰越严重。

抑制的方法：干扰哨声是信号本身与本振的各次谐波组合形成的，与外来干扰无关，所以不能靠提高前端电路的选择性来抑制，减小这种干扰影响的办法是减少干扰点的数目并抑制阶数低的干扰。抑制方法主要有：①正确选择中频数值；②正确选择混频器的工作状态，减少组合频率分量；③采用合理的电路形式，从电路上抵消一些组合频率分量。

2. 副波道干扰

副波道干扰是由外来干扰频率 f_J 与本振信号频率 f_L 的组合频率分量而形成的干扰，其频率关系($f_I = f_L - f_c$)为

$$f_J = \frac{p}{q}f_L \pm f_I = \frac{p}{q}f_c + \frac{p \pm 1}{q}f_I \tag{6-30}$$

在副波道干扰中，最严重的是中频干扰和镜频干扰。

(1) 中频干扰

当干扰频率 $f_J \approx f_I$ 时，由于前端电路的选择性不好，因而该干扰亦被送入到混频器中，混频器相当于一级放大器，此干扰就会顺利通过其后的各级电路，对有用信号形成干扰。在式(6-30)中，$p = 0$，$q = 1$，中频干扰为一阶干扰。

抑制中频干扰的方法有：①提高前端电路的选择性；②加中频陷波电路；③合理选择中频数值。

(2) 镜频干扰

镜频干扰的频率关系如图 6-15 所示。由于 f_J 和 f_c 对称地位于 f_L 的两侧，呈镜像关系，所以将 f_J 称为镜像频率，将这种干扰称为镜像干扰。对于镜像干扰，$p = q = 1$，镜频干扰为二阶干扰。

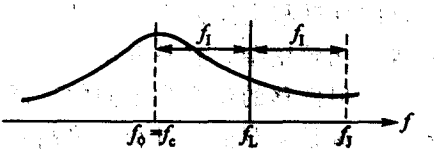


图 6-15　镜像干扰的频率关系

抑制镜频干扰的方法有：①提高前端电路的选择性；②提高中频频率，高中频对抑制镜像干扰是非常有利的。

3. 交调干扰

交调干扰是因有用信号与干扰信号一起作用于混频器，而由混频器中非线性器件的非线性形成的干扰。交调干扰可认为是由于器件的非线性作用，将干扰信号的调制信号转移到了有用信号的载频上，然后再与本振混频得到中频信号，从而形成干扰。交调干扰与信号并存，它是通过有用信号起作用的，与干扰的频率无关，任何频率的强干扰都可能形成交调干扰。

抑制交调干扰的方法有：①提高前端电路的选择性；②选择合适的器件及工作状态，减少组合分量。

交调干扰在混频器中最严重的是四阶项(由四次方项产生)。在放大器中也有交调干扰，只不过是由三次方项产生的。我们把它们统称为三阶交调干扰。

4. 互调干扰

互调干扰是指两个或多个干扰电压同时作用在混频器的输入端，经混频器的非线性产生近似为中频的组合分量，对有用信号形成的干扰。设两个干扰信号 u_{J1}和 u_{J2}的频率分别为 f_{J1}和 f_{J2}，则形成互调干扰的条件为

$$f_{J1} - f_{J2} = f_c - f_{J1} \tag{6-31}$$

上式表明，两个干扰频率都小于(或大于)工作频率，且三者等距(同侧等距)时，就可形成干扰。距离越小，前端电路对干扰的抑制能力越弱，干扰的影响就越大。

抑制互调干扰的方法与交调干扰相同。

与交调干扰相类似，混频器中的三阶互调干扰也是由四次方项产生的，放大器中的三阶互调干扰是由三次方项产生的。

第二节 重点与难点

本章主要介绍在通信和信息系统中的三个重要的组成部件：振幅调制电路、调幅信号解调电路和混频电路。从频域看，这三者都是频谱的线性搬移电路，不同的是搬移的位置各异。对于振幅调制与解调、混频这三种频谱线性搬移电路而言，其基本功能、基本概念、信号分析、实现电路形式等都比较繁杂，容易混淆。但这三种电路又有其共同点，即频谱的线性搬移，但搬移的位置是不同的：调制是将调制信号的频谱从低频搬移到高频；解调是调制的逆过程，将高频信号的频谱搬移到低频端；而混频则是将高频信号的频谱在频域上搬移一个位置，仍然是高频信号。由此可见，搬移的位置不同，完成的功能不同。

本章还介绍了组合干扰问题，这在通信与信息系统中都是必须面对的问题，对这部分内容理解和接受也比较困难。

一、本章的重点

① 调幅信号的概念和信号分析包括调幅信号中 AM、DSB 和 SSB 信号的定义、表达式、波形、频谱、功率、特点等。AM 信号的包络与调制信号成线性关系，调制度 $m \leqslant 1$。DSB 信号的包络与调制信号的绝对值成正比，在调制信号的过零点处，DSB 信号的载频相位要突跳 180°。SSB 信号的包络与调制信号的包络成线性关系。

② 调幅信号的产生，二极管调制电路、差分对调制电路及其他调制电路实现振幅调制的条件和特点，这些调制电路之间的比较。在实现电路中，关键的是，在输出信号中是否有输入信号的乘积项，答案是肯定的，则可完成调制功能，但对不同的调制方式，其实现电路是不同的。AM 信号可用第五章所介绍的所有频谱搬移电路来实现，不同的是组合分量的多寡决定了调制性能的优劣。DSB 信号由于要抵消载波分量，必须采用对称电路，因此其调制电路应用二极管平衡电路或环形电路、差分对电路等。二极管平衡电路和单差分对电路产生 DSB 信号时，与调制信号和载波的注入方式有关，否则就不能得到 DSB 信号，而二极管环形调制器和双差分对调制器产生 DSB 信号与信号的注入方式无关。

③ 调幅信号的解调。主要解调方式包括包络检波和同步检波。由于 AM 信号的包络与调制信号成线性关系，因此，只要将 AM 信号的包络检测出来，就可完成 AM 信号的解调。包络检波器就是据此原理工作的。在包络检波器中，检波效率和输入阻抗均与检波器的负载有关，而惰性失真和底部切削失真则是包络检波器固有的失真。包络检波器正常工作时，必须保证不产生各种失真。

同步检波可用于 AM、DSB、SSB 信号的解调，解调时要求接收端产生一个与发射端同步的载波，用以完成信号的检波。同步检波有两种方式：叠加型和乘积型。叠加型同步检波器是将输入信号加上恢复载波使之近似为一 AM 信号，再用包络检波器将调制信号恢复出来。乘积型同步检波器是直接将输入信号与恢复载波相乘，再用低通滤波器取出低频成分，将调制信号恢复出来。

④ 混频是将输入信号的频谱在频域上移动一个位置，移动过程中输入信号的频谱结构、调制方式、波形的包络等均不变，改变的只是其中心频率的数值，是频谱线性搬移的一种典型方式。无论输出中频信号的频率是否低于输入高频信号的频率，混频器的输出都统称为中频信号。实现混频的电路可以是第五章中介绍的所有的频谱线性搬移电路的任意一种，但考虑到混频性能，应选择组合分量少、动态范围大、噪声低的电路，如二极管平衡电路和环形电路、差分对电路、场效应管电路等。

⑤ 组合干扰是混频器中固有的干扰，它直接影响到混频器的质量乃至整个系统的性能指标，必须分清各种组合干扰的成因和抑制的方法。干扰哨声是由信号频率与本振频率的谐波组合形成的；副波道干扰是由外来干扰和本振频率的谐波组合形成的；交调干扰是由外来干扰与有用信号频率组合形成的干扰；互调干扰是由外来干扰频率之间的组合形成的干扰。对不同的干扰，应根据其成因确定抑制干扰的方法。

二、本章的难点

① 振幅调制信号分析中，信号的形式有 AM、DSB 和 SSB，信号分析对象包括表达式、波形、频谱、带宽、功率等，还有各种参数，头绪多、概念多、记忆比较困难，但掌握各种调制方式的特点和它们之间的联系，对这部分内容的学习是大有好处的。DSB 信号是在 AM 信号的基础上抑制载波得来的，由 AM 信号得到 DSB 信号是通过电路的对称性抑制载波，而用滤波(或陷波)的方法是不可能得到 DSB 信号，至少不能得到质量好的 DSB 信号的；SSB 信号是在 DSB 信号的基础上抑制掉一个边带得来的。严格地讲，DSB、SSB 信号已不再是振幅调制信号，因为它们的频率和相位也随调制信号变化了。

在波形上，AM 信号波形的包络与调制信号成线性关系，而 DSB 信号的包络与调制信号的绝对值成正比，这是因为 DSB 信号是在 AM 信号的基础上抑制载波的结果，因而在调制信号的过零点处载波相位突跳 180°。

② 调制电路中，AM、DSB 和 SSB 信号的产生方法不相同，但有其共同点，即均有频率分量 $f_c \pm F$ (SSB 信号中只有其中的一半 $f_c + F$ 或 $f_c - F$)，都是由调制电路中的两个信号的乘积项产生的。它们的区别在于输出电流(或电压)中有无单独的载波分量，若有则可得到 AM 信号，否则得到的是 DSB 信号。在二极管平衡调制器和单差分对调制器中产生何种(AM 或 DSB)已调信号与调制信号和载波所加的位置有关；而对二极管环形调制器和双差分对调制器而言，无论信号如何输入，均能产生 DSB 信号。在单差分对调制器中，单端输出时只能得到 AM 信号；而在双差分对调制器中，无论单端输出还是双端输出均可得到 DSB 信号。

在调制电路的分析中，直接引用了第五章的结论，因此，必须熟练掌握第五章中各种电路的分析结果，并能灵活应用，注意应用条件。本章的另一个难点是滤波器的应用。在第五章电路的分析中，并没有考虑滤波器的作用，而在实际的调制电路中，必须加滤波器选出有用频率成分，滤除其他频率分量，才能完成调制功能。也就是说，第五章介绍的频谱线性搬移电路中的输出电流(或电压)并不是真正的输出电流(或电压)，而应该是能通过滤波器的那些频率分量才是真正的输出电流(或电压)。因此，对滤波器选出带内的频率分量、抑制带外的频率分量的作用应有充分的认识。

③ 对包络检波器的分析是用一种暂态分析方法进行的，即用电路的充放电过程或整流的原理进行分析，这样对存在输出电压波纹的理解带来一定的困难。实际上，包络检波器也可利用第五章的二极管电路的分析方法来分析，二极管为一非线性器件，输入电压和输出电压之差作用于二极管，产生各种频率分量，其中的低频分量就是需要解调出来的调制信号，然后用低通滤波器滤除

其他高频分量，将其输出，就完成了 AM 信号的解调。

在分析包络检波器的性能指标时，关于检波系数 K_d 和输入电阻 R_i 的分析要用到第三章功率放大器中的一些结论。分析包络检波器的失真时，对其失真原因的理解也是比较难的，特别是底部切削失真中加上大电容 C_g 时，检波电阻 R 和负载电阻 R_g 之间潜在的分压反作用于检波器从而产生信号失真。

④ 在同步检波中，同步的概念是非常重要的，它要求接收端产生一个与发射端同步的载波，用以完成信号的解调。叠加型同步检波器是将 DSB 或 SSB 信号加上一恢复载波使之成为(或近似为)一 AM 信号，再用包络检波器将调制信号恢复出来。其难点在于 AM 信号的形成，特别是 SSB 信号加上恢复载波而近似为一 AM 信号。

当接收端的恢复载波与发射端载波不同步，即频率和(或)相位与发射端载有偏差时，恢复的调制信号将产生失真。对频率或相位偏差引起的是何种失真的分析需要有较好的数学分析能力和较好的专业知识。

⑤ 混频中的概念较多，容易混淆。混频实现电路与振幅调制电路、调幅解调电路有共同之处——频谱的线性搬移，运用对比记忆就能较好地掌握这一部分内容。

⑥ 组合干扰是混频器和放大器中特有的干扰，分清是何种干扰是比较困难的，但是可以从参与组合的信号、干扰的现象(串台或哨声)、与输入信号的关系等来区分。如何抑制干扰，要根据干扰的类型来确定。

第三节　典型例题分析

例 6－1　已知载波电压为 $u_C = U_c\cos\omega_c t$，调制信号如图 6－16 所示，$f_c >> 1/T_\Omega$，分别画出 $m = 0.5$ 及 $m = 1$ 两种情况下的 AM 信号波形以及 DSB 信号波形。

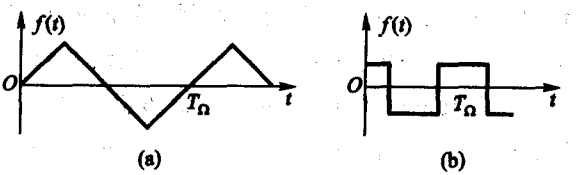


图 6－16　调制信号波形

题意分析：AM 信号是振幅随调制信号变化的一种振幅调制信号，确切地讲，其振幅与调制信号 u_Ω 成线性关系。调幅信号的表达式为 $u_{AM}(t) = U_c[1 + mf(t)]\cos\omega_c t$，式中，$f(t)$为调制信号的归一化信号，即 $|f(t)|_{max} = 1$。

由 AM 信号的表达式可以看出，调幅信号的振幅是将 $f(t)$ 信号乘以 mU_c 后，叠加到载波振幅 U_c 上，再与 $\cos \omega_c t$ 相乘得到的。对双边带信号，直接将调制信号 u_Ω 与载波 u_c 相乘，就可得到 DSB 信号的波形。应注意的是，DSB 信号在调制信号 u_Ω 的过零点处，载波相位有 180°的突跳。

解：图 6－17 为 AM 波在 $m=0.5$ 和 $m=1$ 的波形和 DSB 信号的波形。

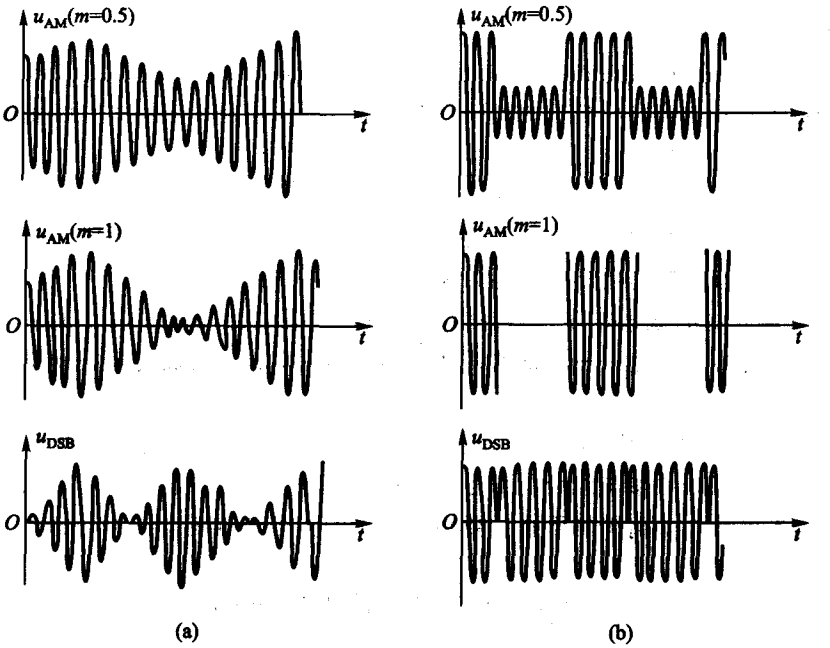


图 6－17　例 6－1 波形图

(a) $m=0.5$；(b) $m=1$

讨论：对 AM 信号，当 $m=0.5$ 时，其振幅可以看成是将调制信号叠加到载波振幅 U_c 上得到的，其振幅的最大值(对应调制信号的最大值)为 $(1+0.5)U_c$，最小值(对应调制信号的最小值)为 $(1-0.5)U_c$，包络的峰－峰值为 U_c；当 $m=1$ 时，其振幅可以看成是将调制信号叠加到载波振幅 U_c 上得到的，其最大值与最小值分别为 $2U_c$ 和 0，峰－峰值为 $2U_c$。由此可见，m 越大，振幅的起伏变化越大，有用的边带功率越大，功率的利用率越高。DSB 信号是在 AM 信号的基础上将载波抑制掉而得到的，反映在波形上；就是将包络中的 U_c 分量去掉，因此，将 u_Ω 与 u_C 直接相乘就可得到 DSB 信号。应注意的是，DSB 信号的包络与调制信号的绝对值成正比，在调制信号的过零点，载波要反相。特别要指出的是，DSB 信号是在 AM 信号的基础上将载波抑制后得到的，但不可

用滤波的方法将载波分量滤除，而要采用如平衡电路等的方法将载波分量抵消，从而得到 DSB 信号。画波形图时，包络不能用实线，只能用虚线，因为它只是反映了包络的变化趋势，而不是信号的瞬时值。

例 6-2　在图 6-18 所示的各电路中，调制信号 $u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$；载波电压 $u_C = U_c \cos \omega_c t$，且 $\omega_c \gg \Omega$；二极管 VD_1、VD_2 的伏安特性相同，均为从原点出发，斜率为 g_D 的直线。①试问哪些电路能实现双边带调制？②在能够实现双边带调制的电路中，分析其输出电流的频率分量。

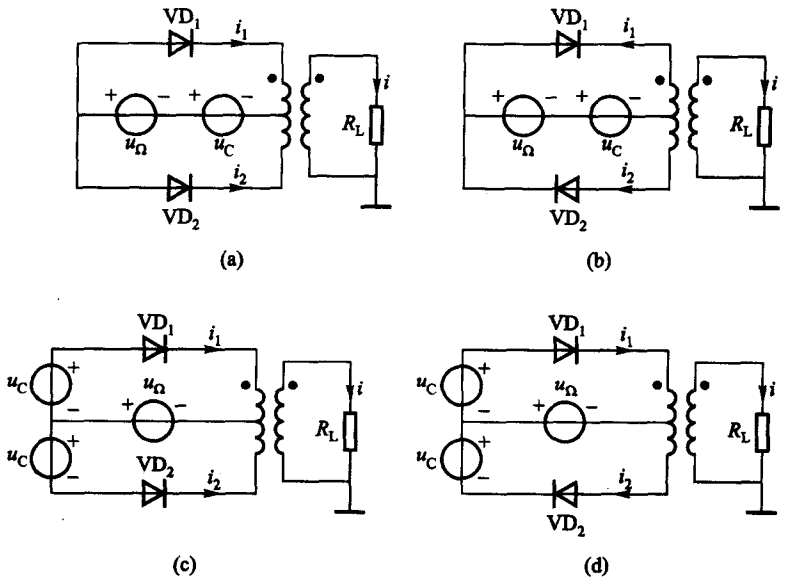


图 6-18　例 6-2 电路图

题意分析：从图中可以看出，这 4 个电路为二极管电路的交流等效电路，和第五章中介绍的二极管平衡调制器的结构相似，与之不同的是信号的输入位置和二极管的连接方式，可以按照二极管平衡调制器的分析方法进行分析。分析思路如下：①标定二极管两端的电压和流过它的电流的正方向，一般可按实际方向标定(当然也可以不按实际方向标定，但分析时难度较前者大，易出错)；②求出加在二极管两端的电压 u_D；③求出流过二极管的电流 $i_D = g(t)u_D$，此时时变电导 $g(t)$有两种情况：若 u_C正向地加到二极管两端，则二极管在 u_C 的正半周导通，$g(t) = g_D K(\omega_c t)$；若 u_C反向地加到二极管两端，则 $g(t) = g_D K(\omega_c t - \pi)$；④根据同名端判断各二极管电流对总的输出电流 i 的贡献：流入同名端为正，流出同名端为负；⑤分析 i 中的频率分量，若有 $f_c \pm F$ 分量，且无 f_c 分量，则可产生 DSB 信号(滤波后)；若有 $f_c \pm F$ 和 f_c 分量，则不

能产生 DSB 信号，只能产生 AM 信号。

解：① $u_{D1}=u_{D2}=u_C+u_\Omega$，$u_C$正向地加到两个二极管两端，故 $g_1(t)=g_2(t)=g_DK(\omega_ct)$，$i=i_1-i_2=g_DK(\omega_ct)u_{D1}-gK(\omega_ct)u_{D2}=0$。因此，图(a)所示电路没有输出，不能完成双边带调制功能。

② $u_{D1}=u_C+u_\Omega$，$u_{D2}=-u_C-u_\Omega=-u_{D1}$，$u_C$正向地加到 VD_1 两端，反向地加到 VD_2 两端，故 $g_1(t)=g_DK(\omega_ct)$，$g_2(t)=g_DK(\omega_ct-\pi)$，$i_1$ 与 i_2 流向一致，在输出变压器中产生的磁通相加，则输出电流 i 为

$$\begin{aligned}i&=i_1+i_2=g_DK(\omega_ct)u_{D1}+g_DK(\omega_ct-\pi)u_{D2}\\&=g_DK(\omega_ct)u_{D1}-g_DK(\omega_ct-\pi)u_{D1}\\&=g_D[K(\omega_ct)-K(\omega_ct-\pi)]u_{D1}\\&=g_DK'(\omega_ct)(u_C+u_\Omega)\\&=g_D\left(\frac{4}{\pi}\cos\omega_ct-\frac{4}{3\pi}\cos3\omega_ct+\frac{4}{5\pi}\cos5\omega_ct-\cdots\right)(U_c\cos\omega_ct+U_\Omega\cos\Omega t)\end{aligned}$$

将上式展开可见，i 中的频率分量包括直流、$2nf_c$、$(2n-1)f_c\pm F$（$n=1,2,3,\cdots$），其频谱如图 6-19(a)所示。由此可见，图 6-18(b)所示电路经滤波后可得到双边带信号。

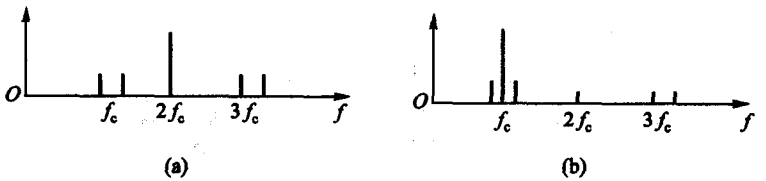


图 6-19 例 6-2 频谱图

(a) 电路 2 的频谱；(b) 双边带信号

③ $u_{D1}=u_C+u_\Omega$，$u_{D2}=-u_C+u_\Omega$，u_C 正向地加到 VD_1 两端，反向地加到 VD_2 两端，故 $g_1(t)=g_DK(\omega_ct)$，$g_2(t)=g_DK(\omega_ct-\pi)$，$i_1$ 与 i_2 的流动方向相反，于是有

$$\begin{aligned}i&=i_1-i_2=g_DK(\omega_ct)u_{D1}-g_DK(\omega_ct-\pi)u_{D2}\\&=g_DK(\omega_ct)(u_C+u_\Omega)-g_DK(\omega_ct-\pi)(-u_C+u_\Omega)\\&=g_D[K(\omega_ct)+K(\omega_ct-\pi)]u_C+g_D[K(\omega_ct)-K(\omega_ct-\pi)]u_\Omega\\&=g_Du_C+g_DK'(\omega_ct)u_\Omega\\&=g_DU_c\cos\omega_ct+g_D\left(\frac{4}{\pi}\cos\omega_ct-\frac{4}{3\pi}\cos3\omega_ct+\cdots\right)U_\Omega\cos\Omega t\end{aligned}$$

由式(6-30)可以看出，i 中的频率分量有 f_c，$(2n-1)f_c\pm F$（$n=1,2,3,\cdots$），其频谱如图 6-19(b)所示。由此可见，图 6-18(c)所示电路可以完成 AM 调制功能，但不能得到 DSB 信号。

④ $u_{D1}=u_C+u_\Omega$，$u_{D2}=u_C-u_\Omega$，u_C 正向地加到两个二极管两端，故 $g_1(t)=g_D K(\omega_c t)=g_2(t)$，$i_1$ 与 i_2 的流动方向相同，于是有

$$\begin{aligned} i &= i_1+i_2=g_D K(\omega_c t)u_{D1}+g_D K(\omega_c t)u_{D2} \\ &= g_D K(\omega_c t)(u_{D1}+u_{D2}) \\ &= 2g_D K(\omega_c t)u_C \\ &= 2g_D\left(\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi}\cos\omega_c t-\frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_c t+\cdots\right)U_c\cos\omega_c t \end{aligned}$$

由上式可以看出，图 6-18 (d)所示电路的输出电流 i 中只有 f_c 和 $2nf_c$ ($n=1,2,3,\cdots$)分量，不存在 $f_c\pm F$ 分量，故不能完成调制功能。

讨论：二极管平衡调制器可以产生双边带信号，但要求两个输入信号 u_C 与 u_Ω 所加位置是确定的，如第五章二极管平衡电路所示。若将 u_C 与 u_Ω 的位置互换，如图 6-18 (c)所示，则将不能得到双边带信号，产生的是 AM 信号。若将两只二极管中的一只反接，如图 6-18 (d)所示，得到的只是输入信号中的一个(u_C 或 u_Ω)的频率的谐波分量。另外，对二极管环形调制器来说，无论将 u_C 和 u_Ω 加到什么位置，均可产生双边带信号，也就是说，二极管环形调制器产生双边带信号与否与输入信号所加位置无关。

例 6-3　调制电路如图 6-20 所示，载波电压控制二极管的通断。试分析其工作原理并画出输出电压波形；说明 R 的作用。

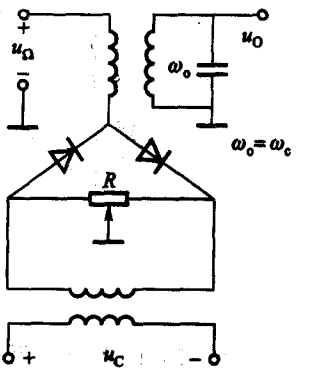


图 6-20　例 6-3 调制电路图

题意分析：这是一个二极管调制电路，与第五章介绍的二极管平衡调制器的电路形式是不同的。从图中可以看出，载波电压 u_C 正向地加到两只(串联)的二极管两端，控制二极管的通断。这两只二极管和电阻 R 构成一个电桥，由此可知，调节电阻 R 的抽头，可以使电桥平衡。当二极管导通($u_C>0$)时，两只二极管均呈现一导通电阻 R_D，再若电桥平衡，两只二极管的中间连接点为地电位，则 u_Ω 有效地加到变压器的初级回路中，就有了电流流动；当二极管截止($u_C<0$)时，两只二极管开路，变压器的输入端不能形成回路，没有电流流动，故输出端没有输出。由此可以看出，图 6-20 所示的电路可以等效为图 6-21 (a)所示的电路。可以认为在变压器的输入端接了一个由载波电压 u_C 控制的时变开关。将 $u_C>0$ 和 $u_C<0$ 的两种情况合并考虑，就可得到变压器次级回路的电压，经滤波器(并联谐振回路)滤波后，就可得到输出电压，从而画出输出电压的波形。

解：当 $u_C>0$ 时，两只二极管导通，呈现一导通电阻 R_D，若由两只二极

管和电阻 R 组成的电桥平衡，则变压器的下端为地电位，只要变压器的初级有电流流动，在变压器的次级就有电压 u'_O。设变压器的匝数比为 1:1，则有

$$u'_O = u_\Omega \qquad (u_C > 0)$$

当 $u_C < 0$ 时，两只二极管截止，变压器初级的下端开路，没有电流流动，则有

$$u'_O = 0 \qquad (u_C < 0)$$

将 $u_C > 0$ 和 $u_C < 0$ 两种情况一并考虑，可用一开关函数 $K(\omega_c t)$ 将这两种情况综合，有

$$u'_O = K(\omega_c t)\, u_\Omega$$

若 $u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$，则有

$$u'_O = \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_c t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_c t + \frac{2}{5\pi}\cos 5\omega_c t - \cdots\right) U_\Omega \cos \Omega t$$

经滤波器(并联谐振回路，中心频率 $\omega_0 = \omega_c$)滤波后，输出电压 u_O 为

$$u_O = \frac{2}{\pi} U_\Omega \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

上式表明，该电路完成了 DSB 调制功能。图 6-21 (b)所示为输出电压的波形图。

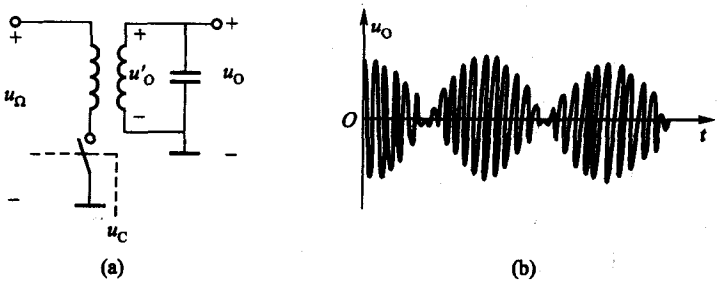


图 6-21 例 6-3 的结果图

(a) 等效电路；(b) 输出波形图

图 6-20 中 R 的作用是与两个二极管构成桥式电路，改变中间抽头的位置可调节桥路的平衡。

讨论：本题的分析方法与第五章介绍的二极管平衡电路的分析方法有所不同，但实质是相同的，都是用载波电压控制二极管的导通和截止，使电路工作于受载波控制的两种状态，最终的结果是相同的，完成了双边带信号的调制功能。本题也可按二极管电路的一般分析方法进行分析，即先求 u_D，然后通过 u_D 求 i_D，再求输出电流，最后求出经滤波器滤波得到输出电压。读者不妨自己推导一下。

例 6-4 差分对调制器电路如图 6-22 所示。

① 若 $\omega_c = 10^7$ rad/s，并联谐振回路对 ω_c 谐振，谐振电阻 $R_L = 5$ kΩ，U_{EE} =

$U_{CC}=10\ \text{V}$，$R_E=5\ \text{k}\Omega$，$u_C=(156\cos\omega_c t)\text{mV}$，$u_\Omega=(5.63\cos 10^4 t)\text{V}$。试求 $u_O(t)$。

② 此电路能否得到双边带信号，为什么？

题意分析：这是一单差分对调制电路，单端输出方式。两个输入信号 u_C 和 u_Ω 分别从非线性通道和线性通道加入调制电路。由于加在非线性通道的载波振幅 $U_C=156\ \text{mV}$，不满足 $U_C<26\ \text{mV}$ 的条件，所以不能把 $\tanh\left(\frac{u_C}{2U_T}\right)$ 忽略，于是只能按非线性的方法进行分析。由于输出是从第二只管子的集电极输出的，则输出电压 $u_O(t)=U_{CC}-i'_{C2}R_L$。特别要注意的是，这里的 i'_{C2} 并不等于 i_{C2}，只是 i_{C2} 中能够通过滤波器的那些频率分量，因为在第二只管子的集电极上接的是一并联谐振回路，它对 ω_c 呈现为一谐振阻抗 R_L。

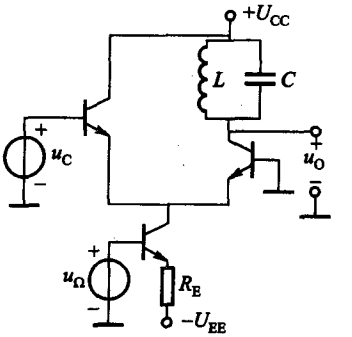


图 6-22　差分对调制电路

解：① 先求出差分对尾管的集电极电流 i_{C3}。由于 $\alpha\approx 1$，故 $i_{C3}\approx i_{E3}$，以 mA 为单位，有

$$\begin{aligned} i_{C3}\approx i_{E3}&=(u_\Omega-U_{BE3}+U_{EE})/R_E\\ &\approx(U_{EE}+u_\Omega)/R_E=\frac{U_{EE}}{R_E}\left(1+\frac{u_\Omega}{U_{EE}}\right)\\ &=2(1+0.563\cos 10^4 t)\end{aligned}$$

由前面的分析可知，第二只管子的集电极电流(滤波前)i_{C2}为

$$\begin{aligned} i_{C2}&=\frac{I_o(t)}{2}\left[1-\tanh\left(\frac{u_C}{2U_T}\right)\right]\\ &=\frac{i_{C3}}{2}\left[1-\tanh\left(\frac{156}{2\times 26}\cos\omega_c t\right)\right]\\ &=(1+0.563\cos 10^4 t)[1-\beta_1(6)\cos\omega_c t+\beta_2(6)\cos 3\omega_c t-\cdots]\\ &=(1+0.563\cos 10^4 t)(1-1.2\cos\omega_c t+0.28\cos 3\omega_c t-\cdots)\end{aligned}$$

i_{C2}中能够通过滤波器的分量 i'_{C2}为

$$i'_{C2}=-1.2(1+0.563\cos 10^4 t)\cos\omega_c t$$

则输出电压 $u_O(t)$为

$$u_O(t)=U_{CC}-i'_{C2}R_L=10+6(1+0.563\cos 10^4 t)\cos\omega_c t$$

单位为 V。由此可以看出，该电路只能得到 AM 信号。

② 此电路不能得到 DSB 信号。单差分对电路要得到 DSB 信号，必须满足的条件是：(a)u_Ω 加在非线性通道上，且 U_Ω 较小($U_\Omega<26\ \text{mV}$)，u_C 加在线性通道上；(b)双端输出。

讨论：单差分对电路产生 DSB 信号与信号所加位置有关且必须双端输出，否则只能产生 AM 信号。单端输出不能抑制共模干扰，但有共同的地；而双端差分输出没有共同的地，但可抑制共模干扰，两种输出方式各有利弊。

例 6-5 二极管平衡调制器如图 6-23 所示。已知：$u_\Omega = [U_\Omega \cos(2\pi \times 10^3 t)]$V，$u_C = [U_c \cos(2\pi \times 10^6 t)]$V，$U_c \gg U_\Omega$，且 $U_c > 0.5$ V。试求：

① 输出电压 $u_O(t) = ?$

② 若将 u_Ω 与 u_C 位置对调，则 $u_O(t) = ?$

③ 若要求此电路产生 SSB 信号，电路应如何变化？

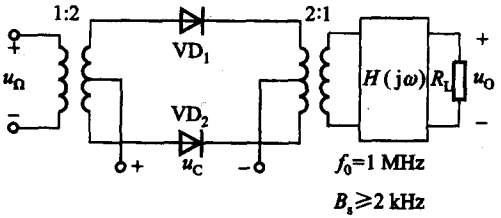


图 6-23 二极管平衡调制器

题意分析：图 6-23 所示的电路与第五章介绍的电路完全相同，由此可知，第①问得到的应是 DSB 信号，第②问是将调制信号与载波位置互换，由例 6-2 可知，将产生 AM 信号。要用图中的二极管平衡调制器产生 SSB 信号，可以通过改变输出回路的滤波器的参数来实现。由前已知，产生 SSB 信号的方式有两种：滤波法和抵消法。其中，滤波法是在 DSB 信号的基础上滤除一个边带，得到 SSB 信号。

解：① 由前面的分析可知，二极管平衡调制器的输出变压器的次级电流 i 为

$$\begin{aligned} i &= 2g_D K(\omega_c t) u_\Omega \\ &= 2g_D\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_c t - \frac{1}{3\pi}\cos 3\omega_c t + \cdots\right) U_\Omega \cos\Omega t \end{aligned}$$

经滤波后，输出电压 $u_O(t)$ 为

$$u_O(t) = i' R_L = \frac{4}{\pi} g_D U_\Omega R_L \cos(2\pi \times 10^3 t)\cos(2\pi \times 10^6 t)$$

得到 DSB 信号。

② 将 u_Ω 与 u_C 位置对换后，由例 6-2(c)可知

$$\begin{aligned} i &= g_D u_C + g_D K'(\omega_c t) u_\Omega \\ &= g_D U_c \cos\omega_c t + g_D\left(\frac{4}{\pi}\cos\omega_c t - \frac{4}{3\pi}\cos 3\omega_c t + \cdots\right) U_\Omega \cos\Omega t \end{aligned}$$

经滤波后输出电压 $u_O(t)$ 为

$$u_O(t) = i' R_L = g_D R_L U_c \cos\omega_c t + g_D R_L \frac{4}{\pi} U_\Omega \cos\omega_c t$$

$$= U_o(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega_c t$$

式中，$U_o = g_D R_L U_C$，$m = 4U_\Omega/\pi U_C$。此时，电路得到的是 AM 信号。

③ 用滤波法产生 SSB 信号：先获得 DSB 信号，再用滤波器滤除一个边带，保留另一个边带，就可获得 SSB 信号。u_Ω 与 u_C 的位置如图 6-23 所示，改变的应是滤波器的参数，若用带通滤波器，则图 6-23 中的滤波器应是这样设计：要获得上边带，滤波器的中心频率为 $f_c + F/2$，带宽为 F；要获得下边带，滤波器的中心频率为 $f_c - F/2$，带宽为 F。这里，f_c 和 F 分别是载波频率和调制信号的(最高)频率。本题中，要获得上边带，则 $f_0 = (10^6 + 10^3/2)$ Hz，$B = 10^3$ Hz；要获得下边带，则 $f_0 = 10^6 - 10^3/2$，$B = 10^3$。

讨论：本题中的①、②两问可按一般的方法求得，主要说明二极管平衡调制器产生何种已调信号与 u_C 和 u_Ω 所加位置有关。第③问表明该电路可以完成 SSB 信号产生的功能，它是在 DSB 信号的基础上，通过滤波，选出所需的某一个边带而得到的。在设计滤波器时，只让 i 中的某一个边带通过，而将另一个边带和其他不需要的频率分量滤掉。由此可以推广到其他的调制电路中，只要能产生 DSB 信号，改变滤波器参数，就可获得 SSB 信号。

例 6-6　图 6-24 所示为斩波放大器模型，试画出 A、B、C、D 各点的电压波形。

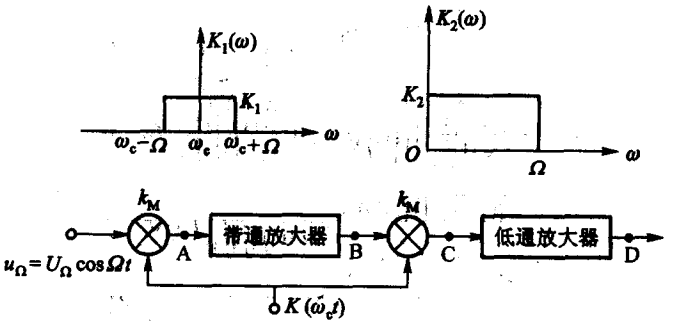


图 6-24　例 6-6 图

题意分析：斩波电路用开关函数 $K(\omega_c t)$对调制信号 u_Ω 斩波。当 $K(\omega_c t) = 1$ 时，斩波电路的输出为调制信号 u_Ω；当 $K(\omega_c t) = 0$ 时，电路的输出为 0；将 $K(\omega_c t)$与 u_Ω 相乘，其作用与二极管平衡调制器相同。因此，A 点的波形为 $K(\omega_c t)u_\Omega$，与二极管平衡调制器(未滤波)输出电流是相同的。经带通放大器滤波放大，由滤波器特性可知，只有$(\omega_c - \Omega) \sim (\omega_c + \Omega)$的频率分量能够通过滤波器。因此，$B$ 点应是一 DSB 信号。放大器输出的 DSB 信号再与 $K(\omega_c t)$相乘，其过程可以认为是同步检波，通过低通滤波器后，D 点应是恢复出来

的调制信号。由此可见，图 6－24 所示的斩波放大器电路，可认为是一调制－解调电路。

解：首先求出各点的电压表达式，有

$$u_A = k_M K(\omega_c t) u_\Omega$$

$$= k_M U_\Omega \cos \Omega t \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \cdots \right)$$

u_A 中包含有 F、$(2n-1)f_c \pm F$ $(n = 1,2,\cdots)$分量，能通过滤波器的分量只有 $f_c \pm F$，故

$$u_B = K_1 k_M \frac{2}{\pi} U_\Omega \cos \Omega t \cos \omega_c t$$

$$u_C = k_M u_B K(\omega_c t)$$

$$= \frac{2}{\pi} K_1 k_M^2 U_\Omega \cos \Omega t \cos \omega_c t \left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_c t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_c t + \cdots \right)$$

u_C 中包含 $f_c \pm F$，$2nf_c \pm F$ $(n = 0,1,2,\cdots)$，低通滤波器的截止频为 F，故只有 $0 \sim F$ 的频率能通过滤波器，故

$$u_D = \frac{2}{\pi^2} K_1 K_2 k_M^2 U_\Omega \cos \Omega t = U_D \cos \Omega t$$

u_A、u_B、u_C 和 u_D 的波形如图 6－25 所示。

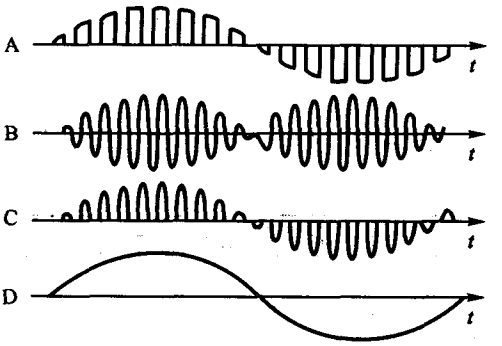


图 6－25　各点波形

讨论：本题可以认为是一个简单的通信系统，包含有调制与解调两大部分。调制是用调制信号 u_Ω 去调制单向开关函数 $K(\omega_c t)$，即用开关函数 $K(\omega_c t)$作为载波。由 $K(\omega_c t)$的傅里叶级数可以看出，它包含有载波频率 ω_c 及其谐波分量，通过滤波器滤波就可以得到 DSB 信号。由此可见，调制时，载波可以用正弦波，也可用其他的周期性信号，如方波、三角波、锯齿波等，通过滤波后，就可得到 DSB 信号，完成调制功能。

例 6－7　检波电路如图 6－26 所示。$u_S = U_s(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega_c t$，$U_s >$

0.5 V。根据图 6－26 所示极性画出 RC 两端、C_g 两端、R_g 两端、二极管两端的电压波形。

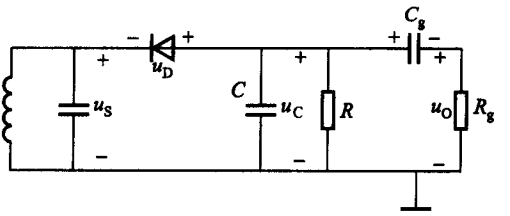


图 6－26　二极管峰值包络检波器

题意分析：这是一个二极管峰值包络检波器，与图 6－9 所示的二极管峰值包络检波器相比较，该电路中的二极管被反接，因此，二极管两端的电压为 $u_D = u_C - u_S$。u_S 为调幅信号，二极管在 u_S 的负半周导通，于是检测的应是输入调幅信号 u_S 下包络，即 u_C 应与输入信号 u_S 的下包络成正比(与检波系数 K_d 有关)。C_g 的作用是隔直，u_C 的直流分量全部降在 C_g 上，而交流分量全部作用在 R_g 上。二极管上的电压 $u_D = u_C - u_S$，可以认为是将 u_S 反向后移到 u_C 之上得到的，可以理解为将 u_S 的横坐标变为 u_C 得到的。

解：各点的波形如图 6－27 所示。

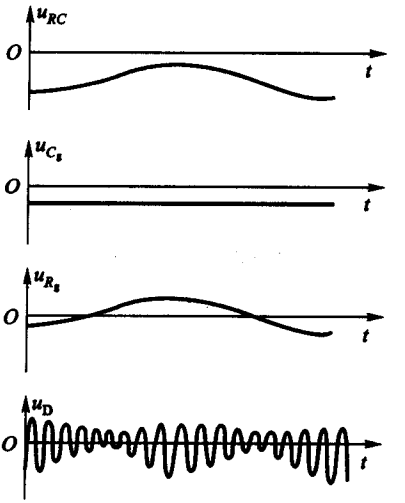


图 6－27　二极管检波器各点的波形图

讨论：将图 6－27 所示的波形与图 6－9所示的二极管峰值包络检波器的波形相比较，由于二极管反接，所以包络检波器检测的分别是下包络(图 6－26)和上包络(图 6－9)；在电路参数相同的情况下，两种电路的 u_C 正好反相，故 C_g 和 R_g 两端的电压也是反相的，两种电路的 u_D 也是反相，其包络是相同的，不同的是载波电压反相。应注意的是，u_D 的上包络是 u_S 的下包络与 u_C 之差，由于 K_d 不等于 1，故这两者的差值不是一个恒定的值，u_D 的上、下包络也应反映出调制信号的变化规律，只不过上包络的起伏比下包络要小得多。在横坐标之上，是二极管导通后的结果，为一脉冲序列，在每一个高频周期内都要导通一次，形成一个脉冲，否则会产生失真。画波形时，要注意画包络线用虚线。

例 6－8　图 6－28 所示为一平衡同步检波器电路，$u_S = U_s\cos(\omega_c + \Omega)t$，

$u_r = U_r\cos\omega_c t$，$U_r \gg U_s$。求输出电压表达式，并证明二次谐波的失真系数为零。

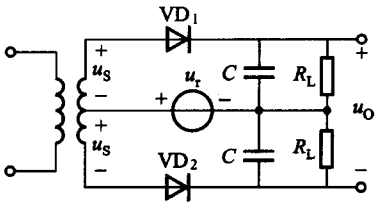


图 6-28 二极管平衡同步检波器

题意分析：这是一个用二极管平衡电路构成的同步检波器。由于振幅调制、解调(同步检波)和混频都是频谱的线性搬移，故电路的基本形式是相同的，不同的是输入、输出回路和滤波器参数。由题意可知，输入信号为一单边带信号，恢复载波 u_r 与载波同频同相，且有 $U_r \gg U_s$。由题图可以看出，输入信号 u_S 与恢复载波 u_r 叠加后的信号被送到由二极管、C 和 R_L 组成的包络检波器中进行检波，故 u_r 与 u_S 的叠加结果应近似为一 AM 信号，且其包络应与调制信号成线性关系。电路采用平衡电路，可以抵消掉一些不必要的频率分量。本题的关键是 u_r 与 u_S 的合成。

解：对于上支路，加在包络检波器上的电压 $u_{D1} = u_r + u_S$，则

$$\begin{aligned} u_{D1} &= u_r + u_S = U_r\cos\omega_c t + U_s\cos(\omega_c + \Omega)t \\ &= U_r\cos\omega_c t + U_s\cos\Omega t\cos\omega_c t - U_s\sin\Omega t\sin\omega_c t \\ &= (U_r + U_s\cos\Omega t)\cos\omega_c t - U_s\sin\Omega t\sin\omega_c t \\ &= U_{m1}(t)\cos[\omega_c t + \varphi_1(t)] \end{aligned}$$

式中，$U_{m1}(t)$和 $\varphi_1(t)$分别为合成信号 u_{D1}的振幅和附加相位，其值分别为

$$U_{m1}(t) = \sqrt{(U_r + U_s\cos\Omega t)^2 + (U_s\sin\Omega t)^2}$$

$$\varphi_1(t) = \arctan\frac{-U_s\sin\Omega t}{U_r + U_s\cos\Omega t}$$

由于是包络检波器，只与振幅有关，所以有

$$\begin{aligned} U_{m1}(t) &= \sqrt{(U_r + U_s\cos\Omega t)^2 + (U_s\sin\Omega t)^2} \\ &= \sqrt{U_r^2 + 2U_rU_s\cos\Omega t + U_s^2\cos^2\Omega t + U_s^2\sin^2\Omega t} \\ &= \sqrt{U_r^2 + U_s^2 + 2U_rU_s\cos\Omega t} \\ &= U_r\sqrt{1 + (U_s/U_r)^2 + 2(U_s/U_r)\cos\Omega t} \end{aligned}$$

由于 $U_r \gg U_s$，故上式可近似为

$$\begin{aligned} U_{m1}(t) &\approx U_r\sqrt{1 + 2(U_s/U_r)\cos\Omega t} \\ &\approx U_r\left(1 + \frac{U_s}{U_r}\cos\Omega t\right) \end{aligned}$$

上式用到了近似公式 $x \ll 1$ 时，$\sqrt{1+x} \approx 1 + x/2$。上式表明，合成信号的振幅与调制信号 $\cos\Omega t$ 成线性关系。

对于下支路，$u_{D2}=u_r-u_S$，按上面的分析思路，可得

$$U_{m2}(t)\approx U_r\left(1-\frac{U_s}{U_r}\cos\Omega t\right)$$

输出电压 $u_O=u_{O1}-u_{O2}$，u_{O1}、u_{O2}分别为上、下支路包络检波器的输出信号，于是有

$$\begin{aligned}u_O&=u_{O1}-u_{O2}=K_{d1}U_{m1}(t)-K_{d2}U_{m2}(t)\\&=K_d[U_{m1}(t)-U_{m2}(t)]\\&=2K_dU_s\cos\Omega t\end{aligned}$$

下面证明二次谐波的失真系数为零。对于 $U_{m1}(t)$和 $U_{m2}(t)$，利用展开式

$$\sqrt{1\pm x}=1\pm\frac{1}{2}x+\frac{1}{8}x^2\pm\frac{1}{16}x^3+\cdots$$

可得

$$U_{m1}(t)=U_r\left[1+\frac{U_s}{U_r}\cos\Omega t+\frac{1}{4}\left(\frac{U_s}{U_r}\right)^2\cos^2\Omega t+\frac{1}{8}\left(\frac{U_s}{U_r}\right)^2\cos^3\Omega t+\cdots\right]$$

$$U_{m2}(t)=U_r\left[1-\frac{U_s}{U_r}\cos\Omega t+\frac{1}{4}\left(\frac{U_s}{U_r}\right)^2\cos^2\Omega t-\frac{1}{8}\left(\frac{U_s}{U_r}\right)^2\cos^3\Omega t+\cdots\right]$$

$$\begin{aligned}u_O&=K_d[U_{m1}(t)-U_{m2}(t)]\\&=2K_dU_s\cos\Omega t+\frac{1}{4}K_dU_r\left(\frac{U_s}{U_r}\right)^3\cos^3\Omega t+\cdots\end{aligned}$$

由上式可以看出，输出电压 u_O 中有调制信号分量 $2K_dU_s\cos\Omega t$ 和调制信号频率 F 的奇次谐波项，没有偶次谐波项，而二次谐波的失真系数定义为二次谐波分量($U_{\Omega 2}$)与基波分量($U_{\Omega 1}$)的振幅之比，即

$$K_{f2}=\frac{U_{\Omega 2}}{U_{\Omega 1}}$$

因 $U_{\Omega 2}=0$，故 $K_{f2}=0$。

讨论：这是 SSB 信号的同步检波，采用的是叠加型电路。在叠加型电路中，要求恢复载波 u_r 与 SSB 信号载波 u_S 同频同相，且 $U_r\gg U_s$，这样，u_r 与 u_S 相加后，其包络才可以近似与调制信号成线性关系。由 u_r 与 u_S 合成的信号实际上并不是一个严格意义上的 AM 信号，除了包络有一定的失真(F 的谐波，与 $U_r\gg U_s$有关，$U_r\gg U_s$ 的条件越满足，失真越小)外，其频率或相位也随调制信号变化，实际上是一个 AM—PM—FM 信号。由于用包络检波器进行检波，而包络检波器对相位或频率的小变化不敏感，只对包络敏感，因而可以将包络检测出来。采用平衡电路，可以抵消掉一些调制信号的谐波分量(如偶次谐波分量)，改善解调性能。

例 6-9　设一非线性器件的静态伏安特性如图6-29所示，其斜率为 a，

设本振电压的振幅 $U_L = U_0$；求变频器在下列四种情况下的变频跨导 g_c：

①偏压为 U_0；②偏压为 $U_0/2$；③偏压为零；④偏压为 $-U_0/2$。

题意分析：变频跨导与本振信号 u_L 的振幅 U_L 和偏置电压 U_0 有关，而变频跨导表征了混频器的频率变换能力。本题是在 U_L 不变的情况下，要求在不同的偏置电压下求出对的变频跨导。变频跨导 g_c 是时变跨导 $g_m(t)$中基波分量的一半，即 $g_c = g_{m1}/2$，因此，需先求出 $g_m(t)$，再由此求出 g_c。偏置不同，$g_m(t)$不同，因而 g_c 也不同。

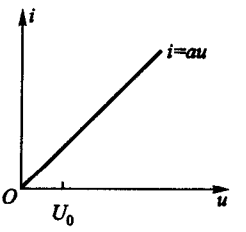


图 6-29 伏安特性

解：由图 6-29 所示的非线性器件的静态伏安特性可以得到时变跨导 $g_m(t)$与时变偏置 $U_b(t) = U_{BB} + u_L$ 的关系，如图 6-30 (a)所示。因为

$$g_m(t) = \left.\frac{di}{du}\right|_{u=U_b(t)} = \begin{cases} a, & U_b(t) \geqslant 0 \\ 0, & U_b(t) < 0 \end{cases}$$

① 当直流偏压为 U_0，即 $U_{BB} = U_0$ 时，可得 $g_m(t)$与 $U_b(t)$的关系如图 6-30 (b)所示，由图可以看出，$g_m(t) = a$ 为一常数，$g_{m1} = 0$，故

$$g_c = 0$$

② 当偏压为 $U_0/2$ 时，$g_m(t)$与 $U_b(t)$的关系如图 6-30 (c)所示，$g_m(t)$在一个周期中的导通角(ω_L)为 $-2\pi/3 \sim 2\pi/3$，因此

$$\begin{aligned} g_{m1} &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} g_m(t)\cos\omega_L t\, d\omega_L t \\ &= \frac{1}{2\pi}\int_{-2\pi/3}^{2\pi/3} a\cos\omega_L t\, d\omega_L t \\ &= \frac{a}{\pi}\sin\omega_L t\Big|_0^{2\pi/3} \\ &= \frac{a}{\pi}\frac{\sqrt{3}}{2} \\ g_c &= \frac{1}{2}g_{m1} = \frac{\sqrt{3}a}{4\pi} \end{aligned}$$

③ 当偏压为 0 时，$g_m(t)$与 $U_b(t)$的关系如图 6-30 (d)所示，$g_m(t)$在一个周期中的导通角(ω_L)为 $-\pi/2 \sim \pi/2$，因此

$$\begin{aligned} g_{m1} &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} g_m(t)\cos\omega_L t\, d\omega_L t \\ &= \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} a\cos\omega_L t\, d\omega_L t \\ &= \frac{a}{\pi}\sin\omega_L t\Big|_0^{\pi} = \frac{a}{\pi} \end{aligned}$$

$$g_c = \frac{1}{2} g_{m1} = \frac{a}{2\pi}$$

④ 当偏压为 $-U_0/2$ 时，$g_m(t)$ 与 $U_b(t)$ 的关系如图 6-30(e)所示，$g_m(t)$ 在一个周期中的导通角(ω_L)为 $-\pi/3 \sim \pi/3$，因此

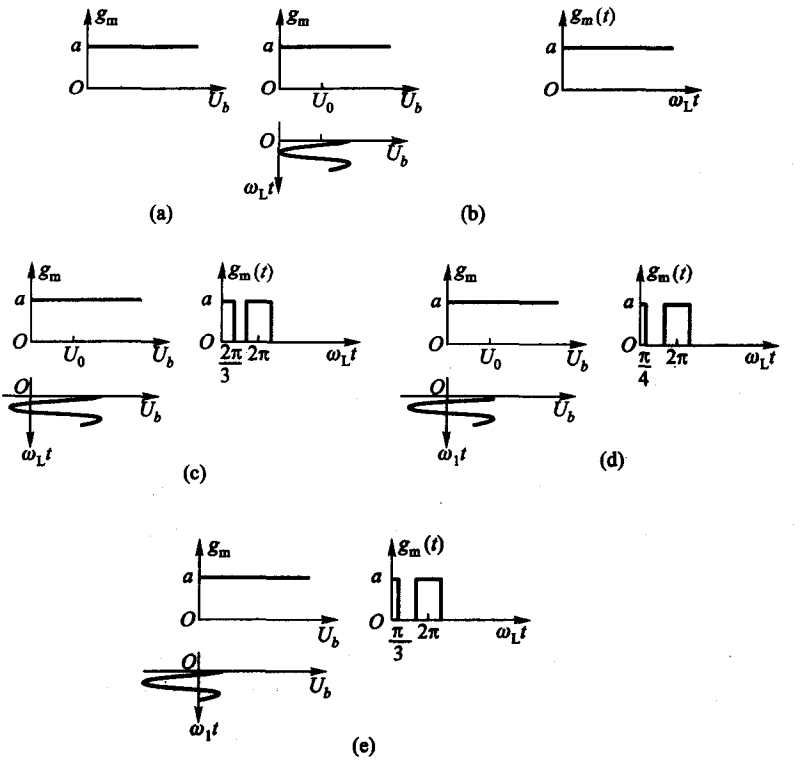


图 6-30　$g_m(t)$的波形图

(a) 时变；(b) 直流偏压为 U_0；(c) 偏压为 $U_0/2$；(d) 零偏压；(e) 偏压为 $-U_0/2$

$$\begin{aligned} g_{m1} &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} g_m(t)\cos\omega_L t \, d\omega_L t \\ &= \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi/3} a\cos\omega_L t \, d\omega_L t \\ &= \frac{a}{\pi}\sin\omega_L t\Big|_0^{\pi/3} \\ &= \frac{a}{\pi}\frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned}$$

$$g_c = \frac{1}{2} g_{m1} = \frac{\sqrt{3}a}{4\pi}$$

讨论：由上面的分析可以看出，在 U_L 不变的条件下，改变直流偏置电压，其变频跨导也随之变化。本例中，当偏压为 0 时，变频跨导最大，$g_m(t)$ 的波形是占空比为 1:1 的周期性方波，其基波分量的振幅最大；而在其他情况下，$g_m(t)$波形不是占空比为 1:1 的周期性方波，其基波分量较 1:1 占空比的周期性方波要小，因而变频跨导也小。当偏置电压为 $U_0/2$ 和 $-U_0/2$ 时，二者的 $g_m(t)$波形不同，但基波分量是相同的，因而变频跨导也是相同的。在分析类似的问题时，最好辅以图形，解题时就不易出错，也可通过图形来理解或解释得出的结论。

例 6-10 某混频器的变频跨导为 g_c，本振电压 $u_L = U_L\cos\omega_L t$，$U_L \gg U_s$，输出电路的中心频率 $f_o = f_I = f_L - f_s$，带宽大于等于信号带宽，负载为 R_L，在下列输入信号时求输出电压 $u_O(t)$：

① $u_S = U_s[1 + mf(t)]\cos\omega_s t$；

② $u_S = U_s f(t)\cos\omega_s t$；

③ $u_S = U_s\cos(\omega_s + \Omega)t$；

④ $u_S = U_s\cos\left[\omega_s t + K_f\int_0^t f(\tau)\mathrm{d}\tau\right]$。

题意分析：这是一道混频器的题目，给定输入信号，已知变频跨导 g_c 和输出滤波器的参数，求输出信号的表达式。由于给定 $U_L \gg U_s$，所以一般情况下可认为电路为线性时变电路，则其伏安特性为 $i = g_m(t)u_S$，只有 i 中的 $f_L - f_s$ 分量可以通过滤波器，找出 i 中的中频电流 i_I，则输出电压 $u_O = i_I R_L$。可以看出，输入信号实际上是 AM、DSB、SSB 和 FM 信号，但无论是何种输入信号，混频的作用只是把输入信号搬移到 $f_I = f_L - f_s$ 位置上，搬移过程中频谱的结构不发生变化。

解：① 由 $i = g_m(t)u_S$，且已知 $g_c = g_{m1}/2$，所以有

$$\begin{aligned} i &= (g_{m0} + g_{m1}\cos\omega_L t + g_{m2}\cos 2\omega_L t + \cdots)u_S \\ &= g_{m0}u_S + g_{m1}\cos\omega_L t \cdot u_S + g_{m2}\cos 2\omega_L t \cdot u_S + \cdots \end{aligned}$$

在上式中，只有第二项有 $f_L - f_s$ 分量，分析之，有

$$\begin{aligned} i_1 &= g_{m1}\cos\omega_L t \cdot u_S = g_{m1}\cos\omega_L t \cdot U_s[1 + mf(t)]\cos\omega_s t \\ &= \frac{1}{2}g_{m1}U_s[1 + mf(t)][\cos(\omega_L - \omega_s)t + \cos(\omega_L + \omega_s)t] \end{aligned}$$

滤波后，得

$$\begin{aligned} i_I &= \frac{1}{2}g_{m1}U_s[1 + mf(t)]\cos(\omega_L - \omega_s)t \\ &= g_c U_s[1 + mf(t)]\cos\omega_I t \end{aligned}$$

输出电压 $u_O(t)$为

$$u_O(t) = i_I R_L = g_c R_L U_s[1 + mf(t)]\cos\omega_I t = U_o[1 + mf(t)]\cos\omega_I t$$

类似地分析，可得

② $u_O(t) = g_c R_L U_s f(t)\cos\omega_I t = U_o f(t)\cos\omega_I t$

③ $u_O(t) = g_c R_L U_s \cos(\omega_I + \Omega)t = U_o \cos(\omega_I + \Omega)t$

④ $u_O(t) = g_c R_L U_s \cos\left[\omega_I t + K_f\int_0^t f(\tau)\mathrm{d}\tau\right] = U_o\cos\left[\omega_I t + K_f\int_0^t f(\tau)\mathrm{d}\tau\right]$

讨论：将混频器的输入与输出相比较，可以看出，它只是将信号的载频由发送载频 f_s 变为中频频率 $f_I = f_I - f_s$，其他不变；当然，振幅由 U_s 变为 $U_o = g_c R_L U_s$，这与放大器的结果相似。我们可以得出结论：由于混频器的功能是将输入信号从载频 f_s 搬移到中频 f_I，因此，混频前后信号的变化只在其载波频率上，其振幅根据具体情况做适当的变化即可。

例 6-11　图 6-31 (a)所示为场效应管混频器电路，其转移特性为 $i_D = I_{DSS}(1 - u_{GS}/U_P)^2$，曲线如图(b)中所示。

① 当 $u_L = (\cos\omega_L t)$ V，$U_{GS} = -1$ V 时，画出 $g_m(t)$—u_{GS}曲线及时变跨导 $g_m(t)$的波形，求出变频跨导 g_c；

② 条件同上，且输入电压 $u_s = (10\cos(\omega_c t + \Omega t))$mV，求 $u_O(t)$的表达式。

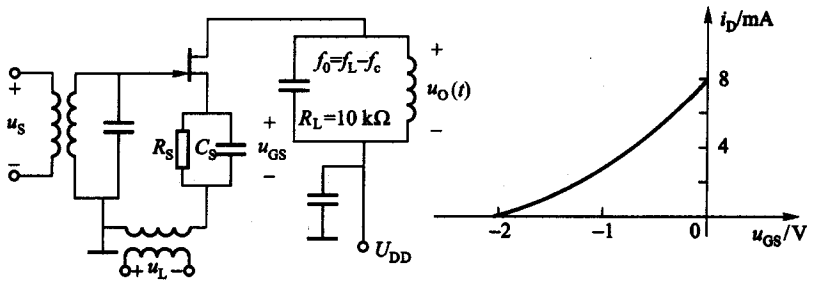


图 6-31　场效应管混频器

(a) 电路图；(b) 转移特性曲线

题意分析：场效应管混频器相对晶体三极管混频器有许多优点，组合频率少是其中之一。场效应管是一个平方律器件，因此其组合频率分量最多为二阶。场效应管混频电路的时变跨导 $g_m(t)$是对其转移特性的微分，故 $g_m(t)$与 u_{GS}是一阶函数(在一定的范围内)的关系。有了 $g_m(t)$与 u_{GS}的关系曲线后，就可以根据此特性，通过时变偏置电压 $u_{GS}(t) = u_{GS} + u_L$ 画出 $g_m(t)$的波形来，从而可以求出其变频跨导 g_c；由 g_c，就可以求出对应于输入信号 u_S 的输出中频电压 $u_I(t)$。

解：① 由于

$$g_m(t) = \left.\frac{\mathrm{d}i_D}{\mathrm{d}u_{GS}}\right|_{u_{GS}=u_{GS}(t)}$$

即 $g_m(t)$是 i_D 对 u_{GS}的微分在时变偏置电压 $u_{GS}(t) = U_{GS} + u_L$ 处的值，故对图 6-

31(b)中的场效应管转移特性进行微分，得到图 6－32 所示的 $g_m(t)$与 $u_{GS}(t)$的关系曲线。由图可以看出，在 $U_P \sim 0$ 的范围内，$g_m(t)$与 u_{GS}成线性关系。由于 $U_{GS} = -1$ V，$U_L = 1$ V，故由 $u_{GS}(t) = U_{GS} + u_L$ 可以得到 $g_m(t)$的波形。由此可得

$$g_m(t) = g_{mQ} + g_{m1}\cos\omega_L t$$

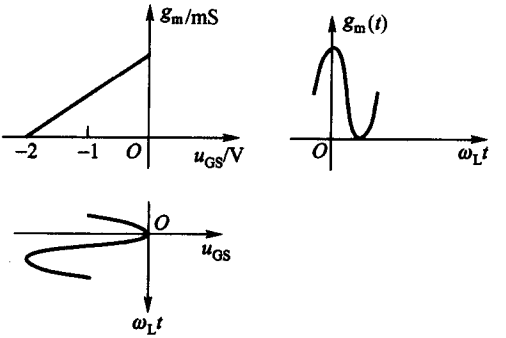


图 6－32 $g_m(t)$—u_{GS}曲线及 $g_m(t)$波形图

式中，$g_{mQ} = 4$ mS 为静态工作点($U_{GS} = -1$ V)时的跨导，$g_{m1} = 4$ mS 为 $g_m(t)$的基波分量的振幅，因此变频跨导 g_c 为

$$g_c = g_{m1}/2 = 2 \text{ mS}$$

② 由于 $g_c = 2$ mS，$R_L = 10$ kΩ，所以输出电压 $u_O(t)$为

$$u_O(t) = g_c R_L U_s \cos(\omega_I + \Omega)t$$
$$= 0.2\cos(\omega_I + \Omega)t$$

单位为 V。

讨论：分析场效应管电路的方法与分析三极管电路的方法是相同的，且相对来讲要更简单一些，原因在于场效应管是平方律器件，分析的关键是求出混频电路的变频跨导。若电路工作在线性时变状态，即 $U_L \gg U_s$，则可以通过器件的转移特性求出时变跨导 $g_m(t)$，再求出变频跨导 g_c。对场效应管器件而言，既可以用前述方法进行分析，也可以将直流偏压 U_{GS}、本振电压 u_L 和输入电压 u_S 直接代入，展开后求出所需的频率分量，从而得到输出电压 $u_O(t)$。本题中，由于 $u_{GS} = u_P/2$，$u_L = |u_P|/2$，故得到的变频跨导 g_c 最大，从而输出最大。当 u_{GS}和 u_L 不满足上述条件时，得到的 g_c 将减小。若 u_L 的变化范围超出了线性范围($U_P \sim 0$)，则 $g_m(t)$的波形就不是一个完整的余弦波，而是周期性的余弦脉冲，分析过程类似于例 6－9。

例 6－12 二极管桥式电路如图 6－33 所示，二极管处于理想开关状态，u_2 为大信号，且 $U_2 \gg U_1$。

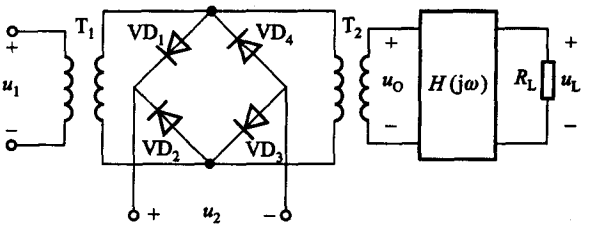


图 6-33　二极管桥式电路

① 求 T_2 的次级电压 u_O 的表达式(设 $u_1 = U_1\cos\omega_1 t, u_2 = U_2\cos\omega_2 t$)；

② 说明该电路可以完成什么功能，对应的输入 u_1、u_2 应加什么信号，滤波器 $H(j\omega)$应为什么滤波器，其中心频率和带宽为多少？

题意分析：对二极管电路的分析有两种方式。一是用电流来分析，即分析流过每一只二极管的电流对输出电流的贡献(正向流动还是反向流动)，从而得到输出电流，再看输出电流中有何频率分量，用滤波器取出所需分量，就可完成所需完成的功能。在分析流过二极管的电流时，要看加到二极管两端的控制电压是正向还是反向，从而决定时变电导中的开关函数。二是把二极管看作理想开关，当控制电压为正时，二极管导通，导通电阻为零，二极管相当于一根短路线；当控制电压为负时，二极管截止，相当于开路。通过分析导通和截止时的输出电流或电压的变化，得到输出信号，分析其频率分量，用滤波器选出所需分量，就可完成某种需要完成的功能。本题为一桥式电路，且二极管处于理想开关状态，故可用第二种方法进行分析。要解答第二问：能完成何种功能，需从第一问的结论入手，因为要完成什么功能，就应有相应的输入信号和滤波器。

解：① 当 $u_2 > 0$ 时，四只二极管均截止，相当于开关打开，u_1 通过 T_1 和 T_2，在 T_2 的次级产生电压 u_O。若设 T_1 与 T_2 的匝数比均为 1:1，则

$$u_O = u_1$$

当 $u_2 < 0$ 时，四只二极管均导通，由于二极管导通时 $R_D = 0$，故四只二极管相当于一根短路线，输入信号 u_1 不能到达 T_2 的次级，则

$$u_O = 0$$

将两种情况合并，有

$$u_O = K(\omega_2 t)u_1$$

② 由①所得的结果可知，该结果与二极管平衡电路的结果相似，因此，题中的桥式电路可完成频谱的线性搬移，即振幅调制、解调及混频的功能，相应的输入信号、滤波器及其参数如下页表所示。

功　能	u_1	u_2	$H(j\omega)$	f_0	B	备　注
DSB 调制	u_Ω	u_c	带通	f_c	$2F$	
SSB 调制	u_Ω	u_c	带通	$f_c \pm F/2$	F	+：上边带，-：下边带
解调	u_S	u_r	低通		F	u_s 可为 AM、DSB、SSB 等
混频	u_S	u_L	带通	f_I	B_s	u_s 可为 AM、DSB、SSB 等

讨论：本题中的二极管桥式电路是一个频谱的线性搬移电路，因此可以完成振幅调制、解调及混频功能。这三种功能都属于频谱的线性搬移，只不过搬移的位置不同而已。振幅调制是将调制信号由低频搬移到载频上去，解调(同步检波)是将高频信号搬移到低频，并将调制信号恢复出来，而混频只是将高频信号的频谱在频域上移动一个位置；因而，输入和输出信号不同，相应的滤波器及其参数也不同。完成不同功能时的控制电压是不同的，调制时是载波电压 u_c，解调时是恢复载波 u_r，混频时则是本振电压 u_L。本题中，二极管作为理想开关，其导通电阻 $R_D=0$，当 $R_D\neq 0$ 时，也可得到类似的结果，同样可以完成频谱的线性搬移，即振幅调制、解调及混频的功能。

例 6-13　二极管平衡电路如图 6-34 所示，现有以下几种可能的输入信号：

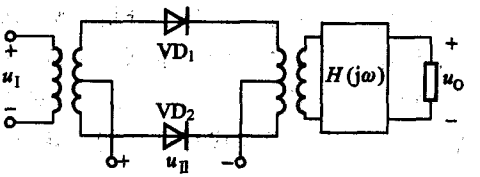


图 6-34　二极管平衡电路

$$u_1 = U_\Omega \cos \Omega t$$

$$u_2 = U_c \cos \omega_c t$$

$$u_3 = U_m (1 + m_1 \cos \Omega_1 t) \cos \omega_c t$$

$$u_4 = U_4 \cos (\omega_c t + m_f \sin \Omega t)$$

$$u_5 = U_r \cos \omega_r t \ (\omega_r = \omega_c)$$

$$u_6 = U_L \cos \omega_L t$$

$$u_7 = U_7 \cos \Omega_1 t \cdot \cos \omega_c t$$

问：该电路能否得到下列输出信号？若能，此时电路中 $u_I = ?$ $u_{II} = ?$ $H(j\omega)$ 应为什么滤波器，其中心频率 f_0、带宽 B 各为多少？(不需要推导计算，直接给出结论)

① $u_{01}=U(1+m\cos\Omega t)\cos\omega_c t$

② $u_{02}=U\cos\Omega t\cdot\cos\omega_c t$

③ $u_{03}=U\cos(\omega_c+\Omega)t$

④ $u_{04}=U\cos\Omega_1 t$

⑤ $u_{05}=U\cos(\omega_I t+m_f\sin\Omega t)$

⑥ $u_{06}=U(1+m\cos\Omega_1 t)\cos\omega_I t$

⑦ $u_{07}=U\cos\Omega_1 t\cdot\cos\omega_I t$

题意分析：本题类似于例 6－12，用二极管平衡电路完成频谱的线性搬移功能。由题意可知，该电路有七个可能的输入信号，七个输出信号；输入信号中有调制信号(u_1)、已调信号(u_3、u_4、u_7)、载波信号(u_2)、恢复载波信号(u_5)和本振信号(u_6)。从输入信号来看，它可能完成的功能应有调制、解调与混频(因为有 u_c、u_r 和 u_L)。从输出信号来看，它可能完成的功能也是调制、解调和混频。由于图示电路均可以完成这些功能，因此可根据输出信号分析完成的是何种功能类型，再从可能的输入信号中找出正确的输入信号，并分析滤波器 $H(j\omega)$为何种滤波器，并确定其中心频率和带宽。由于前面已经分析、讨论过二极管平衡电路，所以这里可以直接利用前面的结果，不必再进行推导。该分析过程要求概念清楚。

解：① u_{01}为一 AM 信号，载波为 ω_c，调制信号为 $\cos\Omega t$，由此可以判定它完成的是 AM 调制功能，输入信号应为 u_Ω 和 u_c。因为是 AM 调制，所以 $u_I=u_2$，$u_{II}=u_1$。滤波器为带通滤波器，中心频率 $f_0=f_c$，带宽 $B\geqslant 2F$ ($F=\Omega/2\pi$)。

② u_{02}为一双边带信号，故完成的是 DSB 调制功能。则有：$u_I=u_\Omega=u_1$，$u_{II}=u_c=u_2$。$H(j\omega)$为带通滤波器，$f_0=f_c$，$B\geqslant 2F$。

③ u_{03}为单边带信号(上边带)，故完成的是 SSB 调制功能，则有：$u_I=u_\Omega=u_1$，$u_{II}=u_c=u_2$，$H(j\omega)$为带通滤波器，$f_0=f_c+F/2$，$B=F$。

④ u_{04}为一调制信号，从电路完成的功能角度看，它应是从已调信号中解调出来的调制信号，原因是在输入信号中有 DSB 信号 u_7，故此时电路完成的是 DSB 信号的同步检波功能。则有：$u_I=u_7$，$u_{II}=u_r=u_3$，$H(j\omega)$应为低通滤波器，$B\geqslant F$。

⑤ u_{05}为一调频信号，与输入信号 u_4 相似，只是载频不同而已，故应是完成对信号 u_4 的混频功能。则有：$u_I=u_4$，$u_{II}=u_L=u_6$，$H(j\omega)$为带通滤波器，$f_0=f_I=f_L-f_c$，$B\geqslant 2(mf+1)F$，这里 $2(mf+1)F$ 是调频信号(u_4)的带宽。

⑥ u_{O6}为一调幅信号，与 u_3 相似，不同的是其载频，故应是完成对 u_3 的混频功能。则有：$u_{\mathrm{I}}=u_3$，$u_{\mathrm{II}}=u_{\mathrm{L}}=u_6$，$H(\mathrm{j}\omega)$为带通滤波器，$f_0=f_{\mathrm{I}}=f_{\mathrm{L}}-f_{\mathrm{c}}$，$B\geqslant 2F$。

⑦ u_{O7}为一 DSB 信号，与 u_7 相似，不同的是其载频，故应是完成对 u_7 的混频功能。则有 $u_{\mathrm{I}}=u_7$，$u_{\mathrm{II}}=u_{\mathrm{L}}=u_6$，$H(\mathrm{j}\omega)$为带通滤波器，$f_0=f_{\mathrm{I}}=f_{\mathrm{L}}-f_{\mathrm{c}}$，$B\geqslant 2F$。

讨论：本题与例 6－12 类似，用频谱的线性搬移电路完成振幅调制、解调及混频功能。电路的形式是相同的，不同的是其输入、输出信号、回路形式，以及滤波器类型。对振幅调制、解调及混频的共同点——频谱的线性搬移认识以后，就可以较好地运用频谱线性搬移电路来完成所需要完成的频谱线性搬移功能。例 6－12 和例 6－13 分别对二极管桥式电路和二极管平衡电路用于振幅调制、解调及混频的功能实现进行了分析，得出了相似的结论。对如差分对电路等频谱线性搬移电路用于完成振幅调制、解调及混频功能的分析也可按此进行。

例 6－14 图 6－35 为单边带(上边带)发射机方框图。调制信号为 300～3 000 Hz的音频信号，其频谱分布如图 6－35 所示。试画出图中各方框输出信号的频谱图。

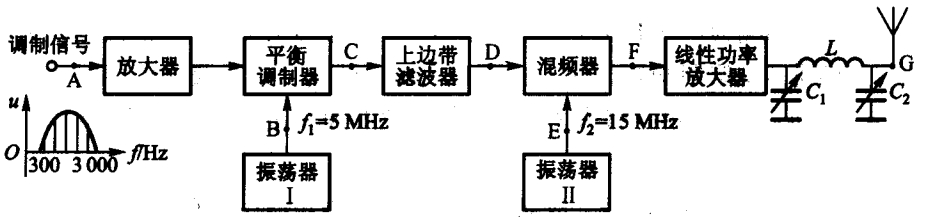


图 6－35 单边带发射机

题意分析：产生单边带信号的方法有两种：滤波法和移相法。本题中的单边带的产生采用的是滤波法。滤波法是先产生 DSB 信号，再用滤波器滤除一个边带后得到 SSB 信号。图 6－35 (a)所示的发射机就是先用滤波法产生 SSB 信号，再用混频的方法将信号搬移到射频，然后再将调制信号送入线性功率放大器，只对信号进行电压放大，而不改变其频谱结构。对音频信号进行平衡调制，得到 DSB 信号，载频为 5 MHz。通过使上边带信号与频率为 15 MHz 的本振信号混频，得到频率分别为 10 MHz 和 20 MHz 的 SSB 信号，经线性功率放大器放大后，就可得到发送信号。

解：由图 6－35 (a)可见，此单边带发射机先用平衡调制器产生 DSB 信号，再用滤波器取出上边带、滤除下边带，得到上边带信号，而后，再经混频将此

上边带信号搬移到射频上，经线性功率放大器放大和边带滤波后送到天线将此SSB信号辐射出去。其各点信号的频谱如图6－36所示。

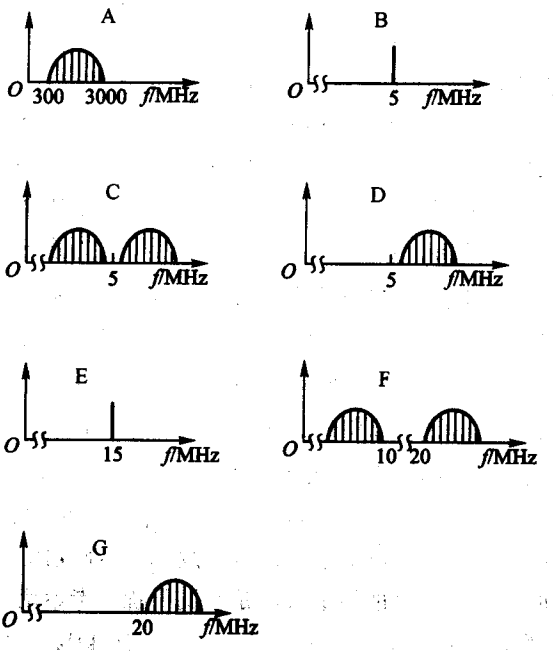


图6－36　各点信号的频谱图

讨论：SSB信号产生所用的两种方法(滤波法和移相法)各有其特点。滤波法电路简单，但对滤波器提出了较高的要求，即其下降沿一定要陡峭，否则将会影响到所产生的SSB信号的质量；而移相法对滤波器没有严格的要求，但电路复杂，对移相网络的要求也比较高。本题在频率低端产生SSB信号，再用混频的方法将其搬移到射频上，主要是因为在频率低端产生SSB信号时，其对滤波器的要求比在频率高端更容易得到满足。

例6－15　试分析与解释下列现象：

① 在某地，收音机接收到1 090 kHz的信号时，还可以收到1 323 kHz的信号；

② 收音机接收1 080 kHz的信号时，还可以听到540 kHz的信号；

③ 收音机接收930 kHz的信号时，还同时收到690 kHz和810 kHz的信号，但不能单独收到其中任一个台(例如另一个台停播)。

讨论：对题中列出的三种现象的可能的解释为干扰哨声、副波道干扰、交调干扰和互调干扰。这些干扰的产生都是由于混频器中的非线性作用产生出接近

中频的组合频率，并对有用信号形成干扰。利用干扰的形成原因(参与组合的频率)，这四种干扰可以被区分开来：干扰哨声是有用信号(f_s)与本振(f_L)的组合形成的干扰；副波道干扰是由干扰(f_J)与本振(f_L)的组合形成的干扰；交调干扰是有用信号(f_s)与干扰(f_J)的作用形成的干扰，且与信号并存；互调干扰是不同的干扰(f_{J1},f_{J2})之间组合形成的干扰；它们有频率关系$f_s - f_{J1} = f_{J1} - f_{J2}$。根据各种干扰的特点，不难分析题中的三种现象，并解释形成干扰的原因。

解：① 接收信号 1 090 kHz，即f_s = 1 090 kHz，那么收听到的 1 323 kHz 的信号就一定是干扰信号，即f_J = 1 323 kHz。由于收音机中频f_I = 465 kHz，则$f_L = f_s + f_I$ = 1 555 kHz，因此可以判断这是副波道干扰。由于$2f_L - 2f_s$ = 464 kHz$\approx f_I$。因此，这种副波道干扰是一种四阶干扰，即$p = q = 2$。

② 接收 1 080 kHz 的信号，听到 540 kHz 的信号，即f_s = 1 080 kHz，f_J = 540 kHz，$f_L = f_s + f_I$ = 1 545 kHz，因此这是副波道干扰。由于$f_L - 2f_J$ = 465 kHz = f_I，所以这是三阶副波道干扰，即$p = 1$，$q = 2$。

③ 接收 930 kHz 的信号，同时收到 690 kHz 和 810 kHz 的信号，但又不能单独收到其中的一个信号，这里 930 kHz 是有用信号的频率，即f_s = 930 kHz、690 kHz和 810 kHz 的信号应为两个干扰信号，故f_{J1} = 690 kHz，f_{J2} = 810 kHz。有两个干扰信号同时存在时，可能性最大的是互调干扰。考察两个干扰频率与信号频率f_s之间的关系，$f_s - f_{J1}$ = 120 kHz，$f_{J1} - f_{J2}$ = 120 kHz，明显满足$f_s - f_{J1} = f_{J1} - f_{J2}$的频率条件，因而，可以肯定这是一互调干扰。这种干扰在混频器中由四阶项产生，在放大器中由三阶项产生，但都称为三阶互调干扰。

例 6－16 某超外差接收机的工作频段为 0.55～25 MHz，中频f_I = 455 kHz，本振$f_L > f_s$。试问在该接收机的工作波段内的哪些频率上可能出现较大的组合干扰(6 阶以下)。

题意分析：由题中可以看出，除有用信号以外，并无其他干扰信号存在，故这里的组合干扰应是由信号(f_s)和本振(f_L)组合产生的干扰哨声。接收信号的频率范围为 0.55～25 MHz，中频f_I = 455 kHz，故在接收信号频率范围内的变频比f_s/f_I是确定的，即f_s/f_I = 1.2～55。由式(6－29)可知，只要能找到一对p和q，满足

$$\frac{f_s}{f_I} = \frac{p \pm 1}{q - p}$$

就可能产生一干扰哨声，对有用信号形成干扰。一般的教材中都给出f_s/f_I与p、q的关系表，从表中可以找到对应于某变频比f_s/f_I的p与q的值。

解：由题意可知，变频比为

$$f_s/f_I = 1.2 \sim 55$$

则只要找到一对 p 和 q 满足 $(p \pm 1)/(q - p)$ 在 1.2 ~ 55 范围内，就会形成一个干扰点。题目要求找出阶数 $p + q \leqslant 6$ 的组合干扰，则应是 $p = 0, 1, \cdots, 6$ 和 $q = 0, 1, \cdots, 6$ 且 $p + q \leqslant 6$ 的组合。

当 $p = 1$，$q = 2$ 时，$\dfrac{p+1}{q-p} = 2$ 在 f_s/f_I 的变化范围内，则有 $f_s/f_I = 2$，即 $f_s = 2f_I = 0.91$ MHz，$f_L = 1.365$ MHz，组合干扰为

$$qf_s - pf_L = 0.455 \text{ MHz} = f_I$$

当 $p = 2$，$q = 3$ 时，$\dfrac{p+1}{q-p} = 3$ 在 f_s/f_I 的变化范围内，则有 $f_s/f_I = 3$，即 $f_s = 3f_I = 1.365$ MHz，$f_L = 1.82$ MHz，组合干扰为

$$qf_s - pf_I = 0.455 \text{ MHz} = f_I$$

当 $p = 2$，$q = 4$ 时，$\dfrac{p+1}{q-p} = 3/2$ 在 f_s/f_I 的变化范围内，则有 $f_s/f_I = 3/2$，即 $f_s = 3f_I/2 = 0.682\ 5$ MHz，$f_L = 1.137\ 5$ MHz，组合干扰为

$$qf_s - pf_I = 0.455 \text{ MHz} = f_I$$

以上分析表明，当接收信号频率的范围和中频频率确定后，在接收频率范围内形成干扰哨声的频率点就确定了。本题中，干扰比较严重的频率点有 0.931 MHz (3 阶)、1.365 MHz (5 阶)和 0.682 5 MHz (6 阶)。

例 6 - 17　某发射机发出某一频率的信号。现打开接收机在全波段内寻找它(设无任何其他信号)，发现在接收机度盘的三个频率(6.5 MHz、7.25 MHz、7.5 MHz)上均能听到对方的信号，其中以 7.5 MHz 的信号最强。问接收机是如何收到的？设接收机 $f_I = 0.5$ MHz，$f_L > f_s$。

题意分析：本题中，只有一个频率的信号存在，但接收机却在三个频率上都收到了该频率的信号，问题是如何收到的。首先必须确定某发射机发射信号的频率，由于在 7.5 MHz 上听到的频率最强，所以可以判断发射机发送的是 7.5 MHz 频率的信号；在 6.5 MHz 和 7.25 MHz 上听到的该信号应视为干扰，即 7.5 MHz 的信号是对 6.5 MHz 和 7.25 MHz 的信号的干扰。因为在接收 6.5 MHz 或 7.25 MHz 的信号时，接收机是将接收机前端电路调谐到 6.5 MHz 或 7.25 MHz，真正的信号应是 6.5 MHz 或 7.25 MHz 的信号。本题中没有 6.5 MHz 和 7.25 MHz 的信号存在，即发射机没有发送该频率的信号，但在该频率上却听到了 7.5 MHz 的信号。由此可见，虽然在三个频率上都听到了 7.5 MHz 的信号，但只有在接收机调谐到 7.5 MHz 时，它才是真正的信号，而在其他频率上听到 7.5 MHz 的信号时，它都是干扰信号。清楚这一点后，就较容易分析在不同的频率上收听到同一信号的原因了。

解：由于只有一个发射机发射某一频率的信号，且在 7.5 MHz 频率上信号最

强，则可以判定发射机发送的信号频率为 7.5 MHz，它是将接收机调谐到 7.5 MHz 时正常接收到的信号。由于发射机发射的信号频谱是 7.5 MHz，但在 6.5 MHz 和 7.25 MHz 频率上收到 7.5 MHz 的信号，这是 7.5 MHz 信号对 6.5 MHz 和 7.25 MHz 信号形成了干扰。

当接收机调谐到 6.5 MHz 时，$f_s = 6.5$ MHz，则 $f_L = f_s + f_I = 7$ MHz。7.5 MHz 为干扰信号的频率，即 $f_J = 7.5$ MHz，由于 $f_J - f_L = 0.5$ MHz $= f_I$，这是由干扰与本振组合形成的干扰，为副波道干扰，确切地讲，是镜频干扰。

当接收机调谐到 7.25 MHz 时，$f_s = 7.25$ MHz，则 $f_L = f_s + f_I = 7.75$ MHz。由于 $2f_L - 2f_J = 0.5$ MHz $= f_I$，这也是由干扰与本振组合形成的干扰，为副波道干扰，$p = q = 2$，是四阶副波道干扰。

第四节 自 测 题

6－1 某发射机输出级在负载 $R_L = 100\ \Omega$ 上的输出信号为 $u_O(t) = [4(1 + 0.5\cos \Omega t)\cos \omega_c t]$ V。求总的输出功率 P_{av}、载波功率 P_c 和边频功率 $P_{边频}$。

6－2 调制信号如图 P6－1 所示，试画出 $m = 0.5$ 和 $m = 1$ 的 AM 信号及 DSB 信号的波形图。

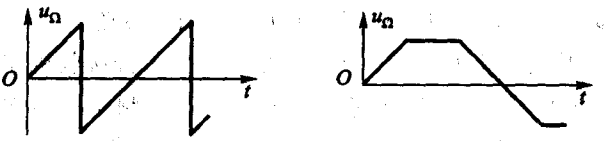


图 P6－1 调制信号波形

6－3 试用乘法器、加法器、滤波器组成产生下列信号的框图：①AM 信号；②DSB 信号；③SSB 信号。

6－4 试分析图 P6－2 所示的调制器。图中，C_B 对载波短路，对音频开路；$u_C = U_c \cos \omega_c t$，$u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$。①设 U_c 及 U_Ω 均较小，二极管特性近似为 $i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2$，求输出电压 $u_O(t)$ 中含有哪些频率分量(忽略负载反作用)？②如 $U_c \gg U_\Omega$，二极管工作于开关状态，试求 $u_O(t)$ 的表达式。(要求：首先分析忽略负载反作用时的情况，并将结果与①比较；然后，分析考虑负载反作用时的输出电压。)

6－5 在图 P6－3 所示的桥式调制电路中，各二极管的特性一致，均为自原点出发、斜率为 g_D 的直线，并工作在受 u_2 控制的开关状态。若设 $R_L \gg R_D$ ($R_D = 1/g_D$)，试分析电路分别工作在振幅调制和混频时，u_1、u_2 各应为什么信号，并写出 u_O 的表达式。

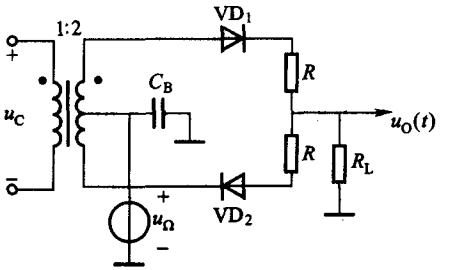


图 P6－2　调制器电路

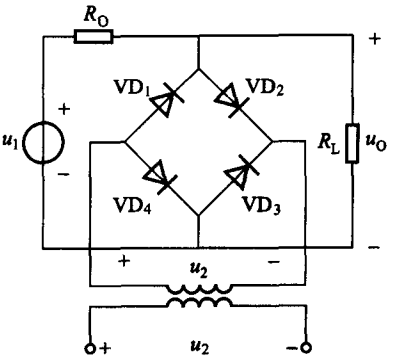
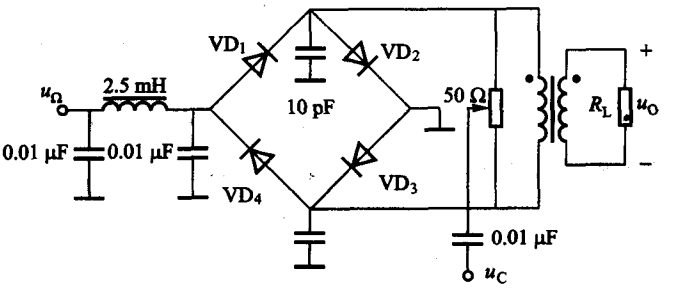
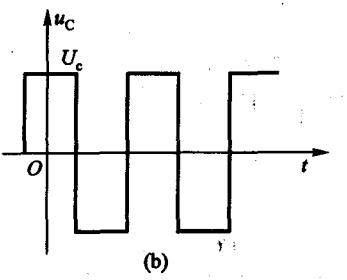


图 P6－3　桥式调制电路

6－6　在图 P6－4 (a)所示的二极管环形振幅调制电路中，调制信号 $u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$，四只二极管的伏安特性完全一致，均为从原点出发、斜率为 g_D 的直线，载波电压是振幅为 U_c、重复周期为 $T_c = 2\pi/\omega_c$ 的对称方波，且 $U_c >> U_\Omega$，如图 P6－4 (b)所示。试求输出电压的波形及相应的频谱。



(a)



(b)

图 P6－4　题 6－6 图

(a) 二极管环形振幅调制电路；(b) 载波输出电压

6-7 在图 P6-5 所示的场效应管调制电路中，$u_c = U_c\cos\omega_c t$，$u_\Omega = U_\Omega\cos\Omega t$，输出回路谐振在 ω_c 上，其通频带为 $2F$（$F = \Omega/2\pi$），谐振阻抗为 $R_0 = 5\ \text{k}\Omega$，场效应管的转移特性为

$$i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{u_{GS}}{u_P}\right)^2$$

若已知 $I_{DSS} = 10\ \text{mA}$，$u_p = -4\ \text{V}$，$U_c = 1.5\ \text{V}$，$U_\Omega = 0.5\ \text{V}$，$U_{DD} = 20\ \text{V}$，$U_G = 2\ \text{V}$，试求输出电压 $u_O(t)$。

6-8 分析图 P6-6 所示电路的功能，求输出电压 $u_o(t)$。

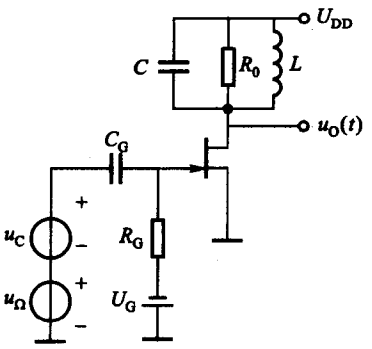


图 P6-5 题 6-7 图

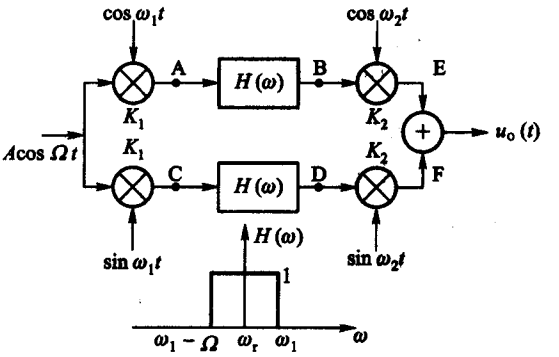


图 P6-6 题 6-8 图

6-9 调制电路如图 P6-7 所示。已知 $u_\Omega = \cos 10^3 t\ \text{V}$，$u_C = 50\cos 10^7 t\ \text{mV}$。试求：①$u_O(t)$的表达式及波形；②调制系数 m。

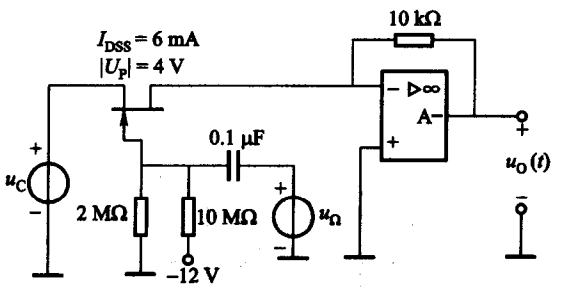


图 P6-7 题 6-9 图

6-10 振幅检波器必须有哪几个组成部分？各部分作用如何？下列各图（见图 P6-8）能否检波？图中，R、C 为正常值，二极管为折线特性。

6-11 检波电路如图 P6-9，其中 $u_S = [0.8(1 + 0.5\cos\Omega t)\cos\omega_c t]\text{V}$，$F$

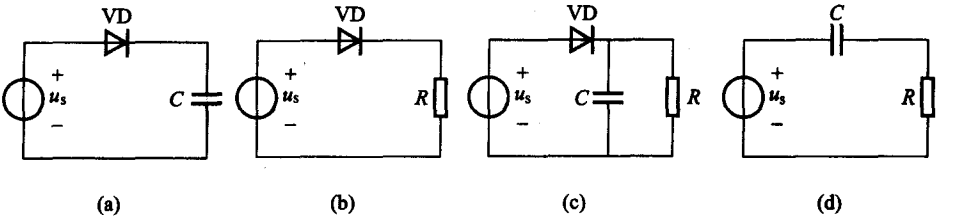


图 P6－8　题 6－10 图

= 5 kHz，f_c = 465 kHz，r_D = 125 Ω。试计算输入电阻 R_i、传输系数 K_d，并检验有无惰性失真及底部切割失真。

6－12　在图 P6－10 所示的检波电路中，输入信号回路为并联谐振电路，其谐振频率 $f_0 = 10^6$ Hz，回路本身的谐振电阻 R_0 = 20 kΩ，检波负载为 10 kΩ，C_1 = 0.01 μF，r_D = 100 Ω。

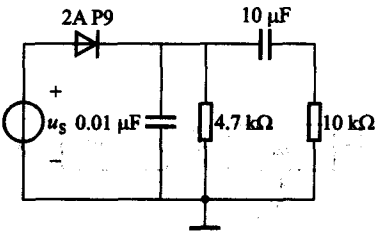


图 P6－9　题 6－11 图

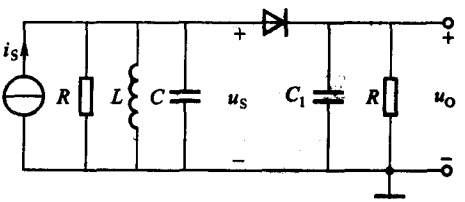


图 P6－10　题 6－12 图

① 若 $i_S = (0.5\cos 2\pi \times 10^6 t)$ mA，求检波器输入电压 $u_S(t)$及检波器输出电压 $u_O(t)$的表达式；

② 若 $i_S = [0.5(1 + 0.5\cos 2\pi \times 10^3 t)\cos 2\pi \times 10^6 t]$ mA，求 $u_O(t)$的表达式。

6－13　在图 P6－11 所示的包络检波电路中，已知二极管正向电阻 R_D = 100 Ω，检波器负载 $R_L = R_{L1} + R_{L2}$ = 5 kΩ，R_g = 12 kΩ，调幅波的载频 f_c = 10.7 MHz，调制信号频率 F = 300 ~ 5 000 Hz，最大调幅系数 m_{max} = 0.8；设 $g_d R_L \gg 1$，若要求电路不产生惰性失真和底部切削失真，试设计计算 R_{L1}、R_{L2} 和 C 的值。

6－14　正常工作的大信号包络检波器如图 P6－12 所示。二极管电流通角 θ = 25.8°，输入电压为 $u_S = [(1 + 0.5\cos \Omega t)\cos \omega_I t]$ V，其中，$\Omega = 2\pi \times 10^3$ rad/s，$\omega_I = 2\pi \times 465 \times 10^3$ rad/s。

① 画出 u_{AB}、u_{BD}、u_{BC}、u_{CD}的波形；

② 求 $u_O(t)$。

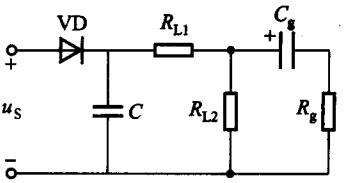


图 P6-11 题 6-13 图

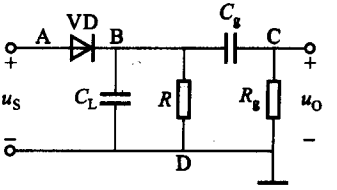


图 P6-12 题 6-14 图

6-15 并联检波器如图 P6-13 所示。输入信号为调幅波，已知 $C_1 = C_2 = 0.01\ \mu F$，$R_1 = 1\ k\Omega$，$R_2 = 5\ k\Omega$，调制频率 $F = 1\ kHz$，载频 $f_c = 1\ MHz$，二极管工作在大信号状态。①画出 AD 及 BD 两端的电压波形；②其他参数不变，将 C_2 增大至 $2\mu F$，BD 两端的电压波形如何变化？

6-16 图 P6-14 所示为一乘积检波器组成框图，恢复载波 $u_r = U_r \cos(\omega_c t + \varphi)$。

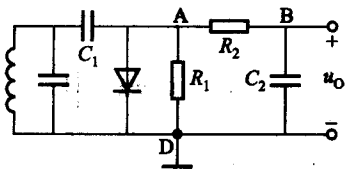


图 P6-13 题 6-15 图

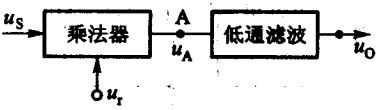


图 P6-14 乘积检波器

试求在下列两种情况下输出电压的表达式，并说明是否有失真：

① $u_S = U_s \cos \Omega t \cos \omega_c t$；② $u_S = U_s \cos(\omega_c + \Omega) t$

6-17 图 P6-15 所示的二极管平衡电路用于同步检波，已知恢复载波为 $u_r = U_r \cos(\omega_0 + \Delta\omega) t$，在输入信号分别为

① $u_S = U_s \cos \Omega t \cos \omega_c t$ $(U_r > U_s)$

② $u_S = U_s \cos(\omega_c + \Omega) t$ $(U_r \gg U_s)$

时，求输出电压 $u_O(t)$。

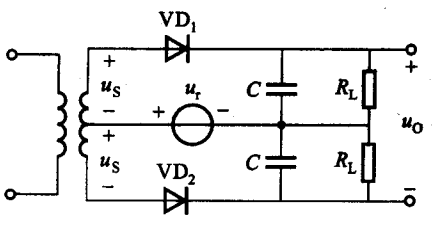


图 P6-15 题 6-17 图

6-18 图 P6-16(a)所示为调制与解调方框图。调制信号及载波信号如图(b)。试写出 u_1、u_2、u_3、u_4 的表示式，并分别画出它们的波形与频谱图(设 $\omega_c \gg \Omega$)。

6-19 已知混频器晶体三极管的转移特性为

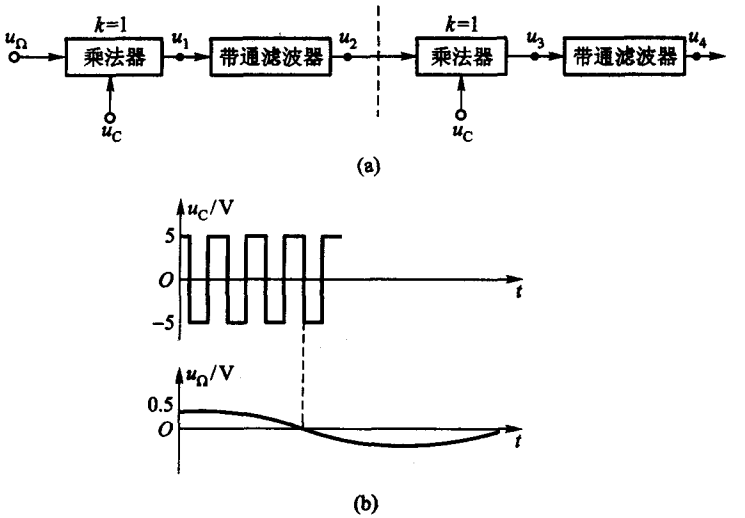


图 P6－16　题 6－18 图

$$i_C = a_0 + a_2 u^2 + a_3 u^3$$

式中，$u = U_s\cos\omega_s t + U_L\cos\omega_L t$，$U_L >> U_s$。求混频器对于 $\omega_L - \omega_s$ 及 $2\omega_L - \omega_s$ 的变频跨导。

6－20　某器件的伏安特性如图 P6－17 所示，利用该器件构成混频器时，输入信号 $u = U_0 + u_L + u_S$，$U_L = 1$ V，$u_S = \cos\Omega t\cos\omega t$ V，分别写出下列两种情况下输出电压的表达式：①$U_0 = -1$ V；②$U_0 = -2$ V。设滤波器为带通滤波器，中心频率 $f_0 = f_I = f_L - f_c$，带宽 $B = 2F$（$F = \Omega/2\pi$），等效负载阻抗 $R_0 = 10\ \text{k}\Omega$。

6－21　三极管混频器电路如图 P6－18 所示。已知

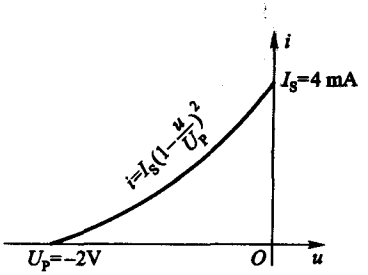


图 P6－17　题 6－20 图

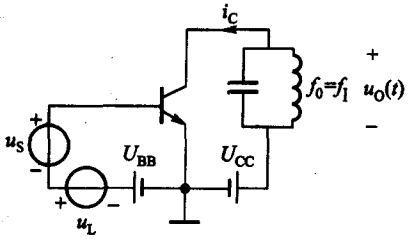


图 P6－18　题 6－21 图

$$i_C = 1 + u_{BE}^2 + u_{BE}^3/3$$

$u_S=[10(1+0.5\cos\Omega t)\cos\omega_c t]$ mV，$u_L=\cos\omega_L t$ V，$U_{BB}=1$ V

输出滤波器谐振频率 $\omega_0=\omega_I=\omega_L-\omega_c$，谐振阻抗为 10 kΩ。

求：① 时变跨导 $g_m(t)$。

② 变频跨导 g_c。

③ $u_O(t)$。

④ 该电路可能产生什么干扰？

6－22 图 P6－19 为场效应管混频器。已知场效应管的静态转移特性为 $i_D=I_{DSS}(1-u_{GS}/U_P)^2$，式中，$I_{DSS}=3$ mA，$U_P=-3$ V。输出回路谐振于 465 kHz，回路空载品质因数 $Q_0=100$，$R_L=1$ kΩ，回路电容 $C=600$ pF，接入系数 $n=1/7$，电容 C_1、C_2、C_3 对高频均可视为短路。现调整本振电压和自给偏置电阻 R_S，保证场效应管工作在平方律特性区内，试求：

① 为获得最大变频跨导所需的 U_L；

② 最大变频跨导 g_c 和相应的混频电压增益。

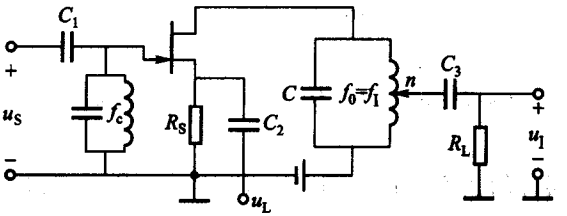


图 P6－19 题 6－22 图

6－23 N 沟道结型场效应管混频器如图 P6－20 所示。已知场效管的参数 $I_{DSS}=4$ mA，$U_P=-4$ V，本振电压振幅 $U_L=1.8$ V，源极电阻 $R_S=2$ kΩ。

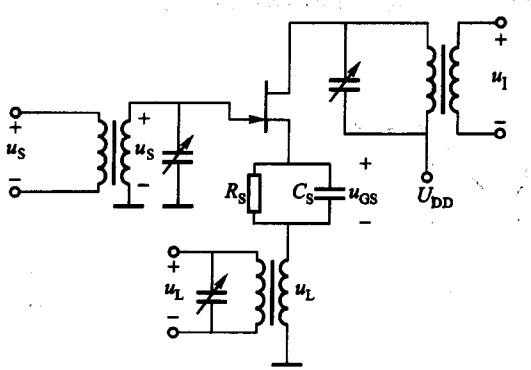


图 P6－20 题 6－23 图

试求：

① 静态工作点的 g_{mQ}及变频跨导 g_c。

② 输入正弦信号幅度为 1 mV 时，问漏极电流中频率为 ω_s、ω_L、ω_I 的分量各为多少？

③ 当工作点不超出平方律范围时，能否说实现了理想混频而不存在各种干扰。

6－24　一双差分对模拟乘法器如图 P6－21 所示，其单端输出电流为

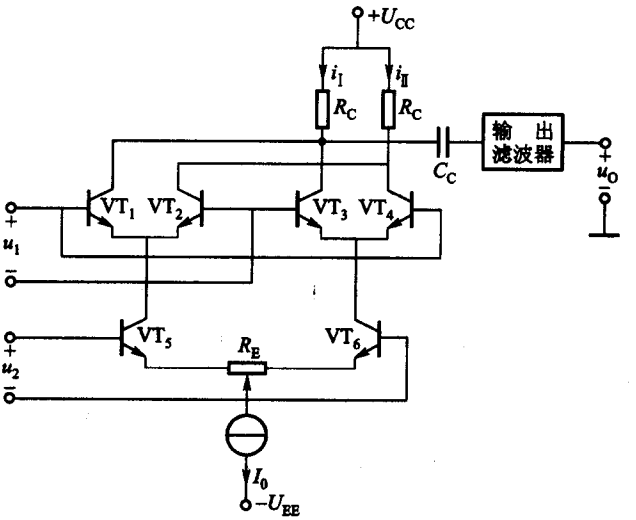


图 P6－21　题 6－24 图

$$i_I = \frac{I_0}{2} + \frac{i_5 - i_6}{2}\tanh\left(\frac{u_1}{2U_T}\right) \approx \frac{I_0}{2} - \frac{u_2}{R_e}\tanh\left(\frac{u_1}{2U_T}\right)$$

试分析为实现下列功能(要求不失真)：①双边带调制；②振幅已调波解调；③混频。

各输入端口应加什么信号电压？输出端电流包含哪些频率分量？对输出滤波器的要求是什么？

6－25　图 P6－22 所示为二极管平衡电路，用此电路能否完成振幅调制(AM、DSB、SSB)、振幅解调、倍频、混频功能？若能，写出 u_1、u_2 应加什么信号，输出滤波器应为什么类型的滤波器，中心频率 f_0、带宽 B 如何计算？

6－26　差分对电路如图 P6－23 所示。(VT_1、VT_2、VT_3 特性相同，$\alpha \approx 1$)。

已知可能的输入信号有

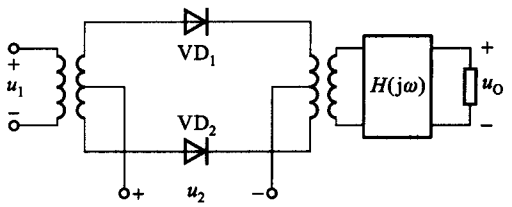


图 P6-22 题 6-25 图

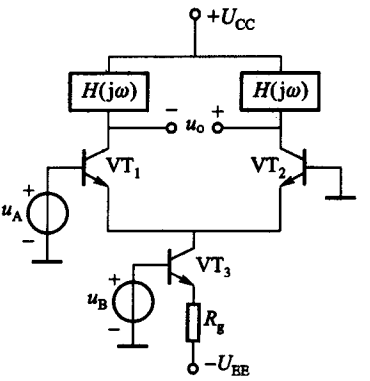


图 P6-23 题 6-26 图

$u_1 = [U_1\cos(2\pi \times 10^7 t)]\text{V}$

$u_2 = [U_2\cos(2\pi \times 10^4 t)]\text{V}$

$u_3 = \{U_3[1 + 0.3\cos(2\pi \times 10^3 t)]\cos(2\pi \times 9 \times 10^6 t)\}\text{V}$

$u_4 = [U_4\cos(2\pi \times 10^4 t) \cdot \cos(2\pi \times 10^7 t)]\text{V}$

① 问：能否得到如下的输出信号

(a) $u_o(t) = \{U_o[1 + m\cos(2\pi \times 10^4 t)]\cos(2\pi \times 10^7 t)\}\text{V}$

(b) $u_o(t) = \{U_o[1 + 0.3\cos(2\pi \times 10^4 t)]\cos(2\pi \times 10^6 t)\}\text{V}$

(c) $u_o(t) = [U_o\cos(4\pi \times 10^7 t)]\text{V}$

② 若能得到，那么：

(a) 输入 u_A，u_B 应加什么信号？

(b) 谐振电路的谐振频率 f_0 = ？带宽 B_s = ？

另：若将集电极谐振回路改成 *RC* 低通滤波器，输出还可得什么信号？此时 u_A、u_B 为何极性？

6-27 图 P6-24 所示为二极管环形电路。已知可能的输入信号有：

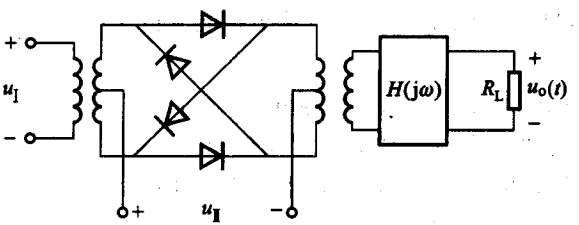


图 P6-24 题 6-27 图

$u_1 = U_1\cos\ \Omega t$；

$u_2 = U_2\cos\ \omega_0 t$；

$u_3 = U_3\cos\ (3\pi \times 10^3 t)\cdot\cos\ \omega_0 t$；

$u_4 = U_4\cos\ (\omega_c t + m_f\sin\Omega t)$；

问能否得到下列输出信号？若能，u_{I}、u_{II}加什么信号？$H(\mathrm{j}\omega)$的参数为何？

① $u_o(t) = U_o\cos\ \Omega t\cdot\cos\ \omega_0 t$；

② $u_o(t) = U_o\cos\ (\omega_0 + \Omega)t$；

③ $u_o(t) = U_o\cos\ (3\pi \times 10^3 t)$；

④ $u_o(t) = U_o\cos\ (\omega_{\mathrm{I}} t + m_f\sin\Omega t)$，$(\omega_{\mathrm{I}} = \omega_0 - \omega_c)$。

6－28　在图 P6－25 所示的混频器方框图中，乘法器的特性为 $i = K_m u_S u_L$，输入信号 $u_S = U_s[1 + f(t)]\cos\ \omega_c t$，带通滤波器为单调谐回路，其谐振频率为 $f_{\mathrm{I}}(=f_{\mathrm{L}} - f_c)$，谐振电阻为 R_e，通频带大于输入信号的频谱宽度。当本振电压为图 P6－7(b)、(c)、(d)的三种情况时，试分别求出乘法器的输出电流 i、变频跨导 g_c 和输出电压 $u_o(t)$。

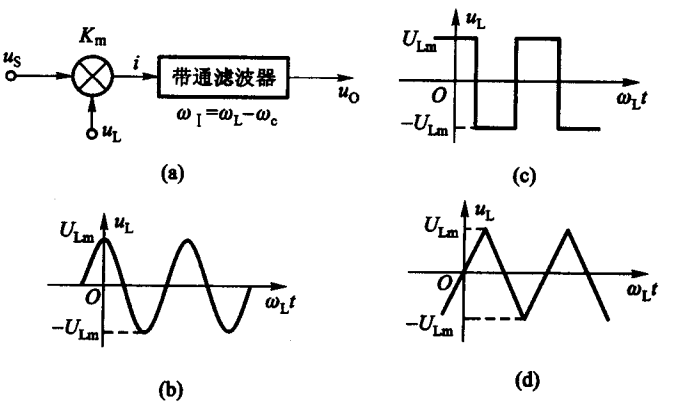


图 P6－25　题 6－28 图

6－29　某超外差接收机的中频 $f_{\mathrm{I}} = 500$ kHz，本振频率 $f_{\mathrm{L}} < f_s$，在收听 $f_s = 1.501$ MHz的信号时，听到哨叫声，其原因是什么？试进行具体分析(设此时无其他外来干扰)。

6－30　设变频器的输入端除有用信号($f_s = 20$ MHz)外，还作用着两个频率分别为 $f_{\mathrm{J1}} = 19.6$ MHz，$f_{\mathrm{J2}} = 19.2$ MHz 的电压。已知中频 $f_{\mathrm{I}} = 3$ MHz，$f_{\mathrm{L}} > f_s$，问是否会产生干扰？若会产生，则干扰的性质如何？

6－31　在一超外差式收音机中，中频频率 $f_{\mathrm{I}} = f_{\mathrm{L}} - f_c = 465$ kHz。试分析下列现象属于何种干扰？又是如何形成的？①当听到频率 $f_c = 931$ kHz 的电台

播音时，伴有音调约 1 kHz 的哨叫声；②当收听频率 f_c = 550 kHz 的电台播音时，听到频率为 1 480 kHz 的强电台播音；③当收听频率 f_c = 1 480 kHz 的电台播音时，听到频率 740 kHz 的强台播音。

6－32　一超外差式接收机的接收频率范围为 30～50 kHz，中频频率 $f_I = f_c - f_L$，若组合频率分量只考虑到 $p + q \leqslant 3$。试分析：①当 f_I = 1.5 MHz 时，若有一频率为 40 MHz 的干扰信号进入接收机的混频器，则在该接收频段内的哪些频率上可听到这个干扰信号的声音？②当 f_I = 1.5 MHz 时，若接收机已调谐在 40 MHz 频率刻度上，则接收机可以听到处在接收频段中的哪些频率的寄生通道干扰？③若 $f_I = f_L - f_c$ = 24 MHz 或 $f_I = f_c + f_L$ = 53.5 MHz，试分析在哪些频率上会出现干扰哨声？

第七章
频率调制与解调

第一节 主 要 内 容

一、频率调制与相位调制

频率调制又称调频(FM)，它是使高频振荡信号的频率按调制信号的规律变化而振幅保持恒定的一种调制方式。调频信号的解调称为鉴频或频率检波。

相位调制或调相(PM)是使高频振荡信号的相位按调制信号的规律变化，而振幅保持不变。调相信号的解调称为鉴相或相位检波。

由于频率与相位间存在微分与积分的关系，故调频与调相之间存在着密切的关系，即调频必调相，调相必调频。因此，调频和调相统称为角(度)调(制)。若只给一个波形或表达式是无法确定究竟是调频还是调相的。可以用调相的方法完成调频，也可以用调频的方法实现调相。同样，鉴频和鉴相也可相互利用，即可以用鉴频的方法实现鉴相，也可以用鉴相的方法实现鉴频。

二、调频信号分析

1. 表达式与波形

调频就是用调制信号去控制载波的频率，使之随调制信号线性变化。

设调制信号为 $u_\Omega = U_\Omega \cos \Omega t$，载波为 $u_C = U_c \cos \omega_c t$，

瞬时频率 $$\omega(t) = \omega_c + k_f U_\Omega \cos \Omega t = \omega_c + \Delta\omega_m \cos \Omega t \tag{7-1}$$

瞬时相位 $$\varphi(t) = \int_0^t \omega(\tau)\,\mathrm{d}\tau + \varphi_0 = \omega_c + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega}\sin \Omega t + \varphi_0 \tag{7-2}$$

式中，$\Delta\omega_m = k_f U_\Omega$ 为最大角频偏。

令 $\varphi_0 = 0$，$\dfrac{\Delta\omega_m}{\Omega} = m_f = \Delta\varphi_m$，则

$$\varphi(t) = \omega_c t + \Delta\varphi_m \sin \Omega t = \omega_c t + m_f \sin \Omega t \tag{7-3}$$

则

$$u_{FM} = U_c\cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t) \tag{7-4}$$

对于一般的调制信号 $f(t)$，有

$$u_{FM} = U_c\cos\left[\omega_c t + k_f\int_0^t f(t)\,dt\right] \tag{7-5}$$

调频波波形如图 7-1 所示，由图可见，u_{FM}为等幅疏密波，疏密的变化与调制信号有关，调制信号寄托于等幅波的疏密之中或单位时间内过零点的数目之中。

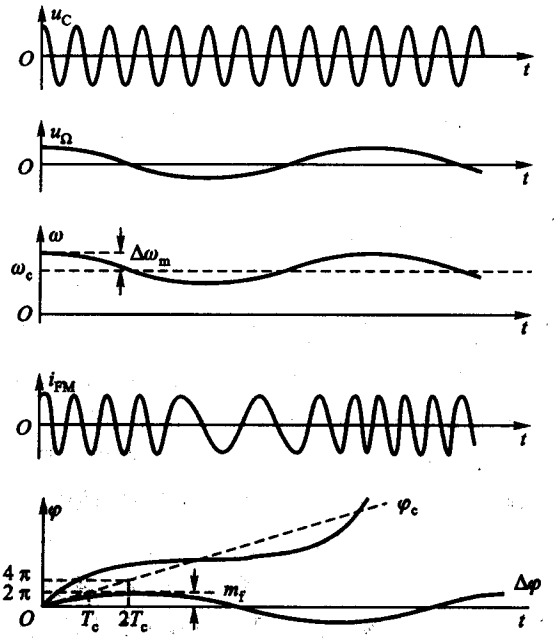


图 7-1 调频波波形

2. 调频信号的主要参数

(1) 最大角频偏 $\Delta\omega_m$

它是瞬时角频偏 $\Delta\omega(t)$的最大值；最大频偏 Δf_m 是瞬时频偏 $\Delta f(t)$的最大值。$\Delta\omega_m$ 或 Δf_m 反映了频率受调制的程度，是衡量调频质量的重要指标。$\Delta\omega_m$ 或 Δf_m 与 U_Ω 和 k_f 成正比，与调制信号的频率 F 无关。FM 波瞬时频率变化范围为$(f_c - \Delta f_m) \sim (f_c + \Delta f_m)$，最大变化量为 $2\Delta f_m$。

(2) 调制系数(调制灵敏度)k_f

它表示 U_Ω 对瞬时(角)频率的控制能力，是产生 FM 信号电路的重要参数。

$$k_f = \frac{\Delta\omega_m}{U_\Omega} \tag{7-6}$$

单位为 rad/(s·V)。

（3）调频指数 m_f

$$m_f = \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} = \frac{\Delta f_m}{F} = \Delta\varphi_m \tag{7-7}$$

它是单音调制信号引起的最大瞬时相角偏移量。$m_f \propto U_\Omega$，又称调制深度，但 m_f 与 F 成反比。需要说明的是，m_f 可以大于 1，而且常常远远大于 1。

3. 调频信号分析

$$\begin{aligned} u_{FM} &= U_c\cos(\omega_c t + m_f\sin\Omega t) \\ &= U_c\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_f)\cos(\omega_c + n\Omega)t \end{aligned} \tag{7-8}$$

式中，$J_n(m_f)$为 n 阶第一类 Bessel 函数。

（1）频谱分析

FM 信号的频谱有如下特点：①以载频 f_c 为中心，由无穷多对以调制信号频率 F 为间隔的边频分量组成，各分量幅值取决于 Bessel 函数，且以 f_c 为中心对称分布；②载频分量并不总是最大，有时为零；③FM 信号的功率大部分集中在载频附近；④频谱结构与 m_f 有密切关系：在 F 一定时，$\Delta f_m \uparrow \rightarrow m_f \uparrow \rightarrow$ 有影响的边频的数目增加 $\rightarrow$ 频谱展宽；在 Δf_m 一定时，$F \downarrow \rightarrow m_f \uparrow \rightarrow$ 有影响的边频的数目增加 $\rightarrow$ 主要频谱宽度基本不变。这就是重要的恒定带宽调制。

（2）带宽

由于 FM 信号的能量主要集中在 f_c 附近，因此，忽略其他边频分量，在工程上定义 FM 信号带宽为

$$B_s = 2(m_f + 1)F = 2(\Delta f_m + F) \tag{7-9}$$

称为卡森(Carson)公式，它对应于最高边频分量幅度大于未调载波的 10% 和调频信号功率的 98% 左右。由此式知，$m_f >> 1$ 和 $m_f << 1$ 分别对应宽带调频(WBFM)和窄带调频(NBFM)。

调频信号带宽更准确的计算公式为

$$B_s = 2\left(m_f + \sqrt{m_f} + 1\right)F \tag{7-10}$$

（3）功率

$$P_{FM} = \frac{1}{2}\frac{U_c^2}{R_L} = P_c \tag{7-11}$$

式中，R_L 为负载电阻，P_c 为载波功率。

从功率看，调频器可以认为是功率分配器，它将载波功率分配给各频率分量，每个频率分量所分得的功率由 $J_n(m_f)$决定，但各分量功率之和仍为未调载波功率。

4. FM 与 PM 的比较

调相就是用调制信号去控制载波的相位，使之随调制信号线性变化。FM 与 PM 的比较见表 7－1。

表 7－1 FM 与 PM 的比较

项　目	FM 波	PM 波
载波	$u_C = U_c\cos\omega_c t$	$u_C = U_c\cos\omega_c t$
调制信号	$u_\Omega = U_\Omega\cos\Omega t$	$u_\Omega = U_\Omega\cos\Omega t$
偏移的物理量	频率	相位
调制指数（最大相偏）	$m_f = \dfrac{\Delta\omega_m}{\Omega} = \dfrac{k_f U_\Omega}{\Omega} = \Delta\varphi_m$	$m_P = \dfrac{\Delta\omega_m}{\Omega} = k_P U_\Omega = \Delta\varphi_m$
最大频偏	$\Delta\omega_m = k_f U_\Omega$	$\Delta\omega_m = k_P U_\Omega \Omega$
瞬时角频率	$\omega(t) = \omega_c + k_f u_\Omega(t)$	$\omega(t) = \omega_c + k_P \dfrac{du(t)}{dt}$
瞬时相位	$\varphi(t) = \omega_c t + k_f\int u_\Omega(t)\,dt$	$\varphi(t) = \omega_c t + k_P u_\Omega(t)$
已调波电压	$u_{FM}(t) = U_c\cos(\omega_c t + m_f\sin\Omega t)$	$u_{PM}(t) = U_c\cos(\omega_c t + m_P\cos\Omega t)$
信号带宽	$B_s = 2(m_f + 1)F_{max}$（恒定带宽）	$B_s = 2(m_P + 1)F_{max}$（非恒定带宽）

三、调频信号的产生

1. 直接法

直接法就是用调制信号控制振荡器的频率（通过改变回路元件参数来实现）。在直接法中，振荡器与调制器合二为一。这种方法的主要优点是在实现线性调频的要求下，可以获得较大的频偏，其主要缺点是频率稳定度差。

（1）变容二极管直接调频

① 变容二极管的压控特性为

$$C_j = \frac{C_0}{\left(1 + \dfrac{u}{u_\varphi}\right)^\gamma} \tag{7-12}$$

式中，C_j 为变容二极管结电容；C_0 为变容二极管在零偏时的电容值；u_φ 为变容二极管的 PN 结势垒电压（导通电压）；u 为变容二极管两端所加反偏电压的绝对值；γ 为变容二极管电容变化指数，$\gamma = 1/3$ 为缓变结，$\gamma = 1/2$ 为突变结，$\gamma > 1$ 为超突变结。

② 全接入变容二极管直接调频。若 C_j 为回路的总电容，如图 7－2(a)所示，这种接入方法称为全接入。图中 C_1 很大，回路交流等效为图 7－2(b)。

此时，振荡频率为

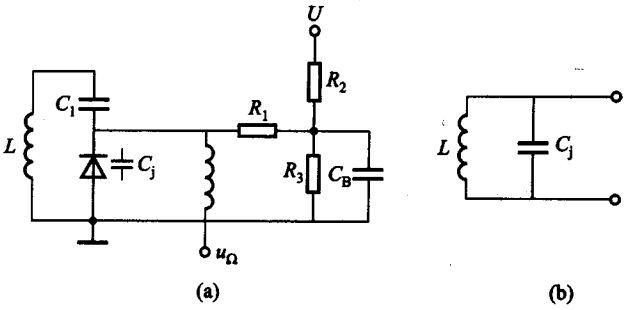


图 7－2　变容二极管全接入电路

$$\omega(t)=\frac{1}{\sqrt{LC_{\Sigma}}}(1+m\cos\Omega t)^{\frac{\gamma}{2}}=\omega_{c}(1+m\cos\Omega t)^{\frac{\gamma}{2}} \tag{7-13}$$

式中，$\omega_{c}=1/\sqrt{LC_{\Sigma}}$为未调载波频率。

(a) 若 $\gamma=2$，则

$$\omega(t)=\omega_{c}(1+m\cos\Omega t)=\omega_{c}+\Delta\omega(t)=\omega_{c}+\Delta\omega_{m}\cos\Omega t \tag{7-14}$$

此时为线性调制，$k_{f}=\dfrac{\Delta\omega_{m}}{U_{\Omega}}=\dfrac{\omega_{c}}{U_{Q}+u_{\varphi}}$

(b) 若 $\gamma\neq2$，则

$$\begin{aligned}\omega(t)&=\omega_{c}(1+m\cos\Omega t)^{\frac{\gamma}{2}}\\&=\omega_{c}+\Delta\omega_{c}+\Delta\omega_{m}\cos\Omega t+\Delta\omega_{2m}\cos2\Omega t+\cdots\end{aligned} \tag{7-15}$$

式中，$\Delta\omega_{c}=\gamma(\gamma/2-1)m^{2}\omega_{c}/8$是调制过程中产生的中心频率漂移。$\Delta\omega_{c}$与$\gamma$有关，当变容管一定后，$U_{\Omega}$越大，$m$越大，$\Delta\omega_{c}$也越大。产生$\Delta\omega_{c}$的原因在于$C_{j}\sim u$曲线不是直线，这使得在一个调制信号周期内，电容的平均值不等于静态工作点的电容C_{Q}，从而引起中心频率的改变。$\Delta\omega_{m}=\gamma m\omega_{c}/2$为最大角频偏，是调频电路的一个重要参数，通常越大越好。$\Delta\omega_{2m}=\gamma(\gamma/2-1)m^{2}\omega_{c}/8$为二次谐波的最大角频偏，也是由于$C_{j}\sim u$曲线的非线性引起的，并将引入非线性失真。二次谐波失真系数可用下式求出

$$K_{f2}=\frac{\Delta\omega_{2m}}{\Delta\omega_{m}}=\frac{1}{4}\left(\frac{\gamma}{2}-1\right)m \tag{7-16}$$

可见，当U_{Ω}增大而使m增大时，将同时引起$\Delta\omega_{m}$、$\Delta\omega_{c}$及K_{f2}的增大，因此m不能选得太大。由于非线性失真，所以，$\gamma\neq2$时的调频特性不是直线，调制特性曲线弯曲。调制灵敏度为

$$k_{f}=\frac{\Delta\omega_{m}}{U_{\Omega}}=\frac{\gamma}{2}\cdot\frac{\omega_{c}}{U_{Q}+u_{\varphi}} \tag{7-17}$$

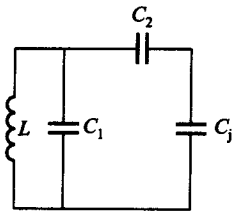


图 7-3 部分接入回路

③ 部分接入变容二极管直接调频。部分接入振荡回路如图 7-3 所示，C_j 为回路电容的一部分。总电容为

$$C = C_1 + \frac{C_2 C_j}{C_2 + C_j} = C_1 + \frac{C_2 C_Q}{C_2(1 + m\cos \Omega t)^{\gamma} + C_Q}$$

振荡频率为

$$\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_c + \frac{A_2}{2} m^2 \omega_c + A_1 m\omega_c \cos \Omega t + \frac{A_2}{2} m^2 \omega_c \cos 2\Omega t + \cdots \quad (7-18)$$

式中，$A_1 = \frac{\gamma}{2p}$，$A_2 = \frac{3}{8} \cdot \frac{\gamma^2}{p^2} + \frac{1}{4} \cdot \frac{\gamma(\gamma-1)}{p} - \frac{\gamma^2}{2p^2} \cdot \frac{1}{1+p_1}$，$p = (1+p_1)(1+p_1p_2+p_2)$，$p_1 = C_Q/C_2$，$p_2 = C_1/C_Q$，$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L\left(C_1 + \frac{C_2 C_Q}{C_2 + C_Q}\right)}}$。

与全接入相比，部分接入时 Δf_m 减小，k_f 下降，但载频的偏移 $\Delta\omega_c$ 以及高次谐波失真降低。部分接入可以提高中心频率的稳定度，减小寄生调制。在宽带调频时，为了得到性能较好的调频信号，取 $\gamma > 2$。

(2) 晶体振荡器直接调频

改变晶体振荡器中除晶体外的回路元件(电感或电容)即可实现晶体振荡器的直接调频。晶体振荡器直接调频，载波频率稳定度高，但最大频偏较窄。可用晶体串小电感法或 π 型网络阻抗变换法扩大频偏。

(3) 电抗管直接调频

用电抗管代替振荡回路中的某个电容或电感元件，就可实现直接调频。

2. 间接法

间接法就是把调制与振荡分开，即先对调制信号积分，然后再调相，从调相器获得调频信号的方法。这种调频的方法，载频稳定度高，但最大相偏通常有限。

间接调频法主要有可变移相法、可变延时法和产生窄带调频的矢量合成法等。

四、鉴频及其特性

1. 鉴频

FM 信号的解调称为鉴频，它是从已调波中检出寄托在频率变化上的调制信号。从功能上讲，它是一个将输入 FM 信号的瞬时频率变成输出电压的变换器。

2. 鉴频特性

鉴频器输出电压 u_O 与输入频率 f（或频偏 Δf）的关系曲线如图 7－4 所示。鉴频特性在线性解调的理想情况下为一直线，实际上会弯曲，呈“S”形，称为“S”曲线。鉴频特性的主要参数有：

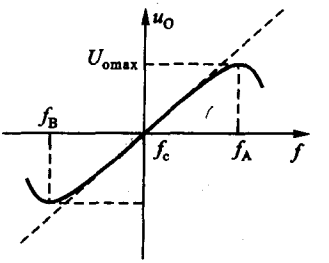


图 7－4　鉴频特性

① 鉴频跨导（效率、灵敏度）S_D

$$S_D = \left.\frac{du_O}{df}\right|_{f=f_c} = \left.\frac{du_O}{d\Delta f}\right|_{\Delta f=0} \qquad (7-19)$$

单位是 V/Hz。它是鉴频特性在 f_c 处的斜率，用来评价鉴频能力。

② 最大输出电压 U_{omax}。它是鉴频器输出的最大电压。

③ 峰值带宽 B_{max}。它是鉴频器输出电压的两峰值点所对应的频率差，即 $B_{max} = f_A - f_B$，它近似表示鉴频器鉴频线性区的宽度。通常要求 $B_{max} > 2\Delta f_m$。

④ 线性度与失真。要求鉴频器具有较好的线性度和较小的失真。

五、鉴频方法与鉴频电路

1. 鉴频方法

（1）振幅鉴频（斜率鉴频）

把输入的 FM 信号通过频率—振幅变换器（线性网络）变成 AM－FM 信号，然后通过包络检波器还原调制信号。这种方法的关键在于一个具有特定频率特性的线性网络。这个线性网络的幅频特性为线性或者说具有一定的斜率，因此称为斜率鉴频。实现方法一般有两种：

① 微分法。对调频信号直接进行微分，把它变成 AM－FM 信号。微分器的传输函数为 $H(j\omega) = j\omega$，具有线性的幅频特性。

② 失谐回路法。处于失谐状态的谐振回路的幅频特性具有一定的斜率。不同的 Q 值和失谐程度具有不同的斜率和线性范围。为了改善线性度和扩大线性范围，可用双失谐回路，但是要注意两回路的一致性和对称性。

（2）相位鉴频

把输入的 FM 信号经过频—相变换器，变换为 PM－FM 信号，然后用鉴相器（PD）恢复调制信号。根据鉴相器类型可以把这种鉴频方法分为两种：

① 振幅检波型相位鉴频。振幅检波型相位鉴频器框图如图 7－5 所示。

互感或电容耦合相位鉴频器和比例鉴频器都属于此类。

② 相位检波型相位鉴频。这种鉴频器就是直接把经频—相变换的 PM－FM 信号用鉴相器还原为调制信号。这里的鉴相器常用模拟乘法器或异或门来

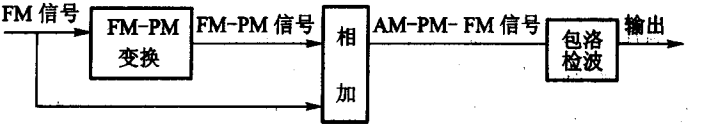


图 7-5 振幅检波型相位鉴频器

实现。正交鉴频器属于此类。

(3) 直接频率鉴频

直接从 FM 信号的频率变化中提取调制信号。脉冲计数式鉴频器属于此类。

(4) 锁相鉴频

利用锁相环完成鉴频。

2. 鉴频电路

振幅鉴频电路除微分形式外，主要还有单失谐回路、双失谐回路和差分峰值斜率鉴频(常用于集成电路中)等几种。直接频率鉴频主要是脉冲计数式鉴频器，但频率受限。相位鉴频器最常用，是重点内容，其中的典型电路是互感耦合相位鉴频器和比例鉴频器电路。

(1) 互感耦合相位鉴频器

电路如图 7-6 所示，其中，VT 为限幅放大用的晶体三极管，初、次级回路参数相同，中心频率为载频，两包络检波器对称，参数一致；C_c 为隔直电容；L_c 为高频扼流圈，同时为二极管提供直流通路；L_2 有中心抽头。

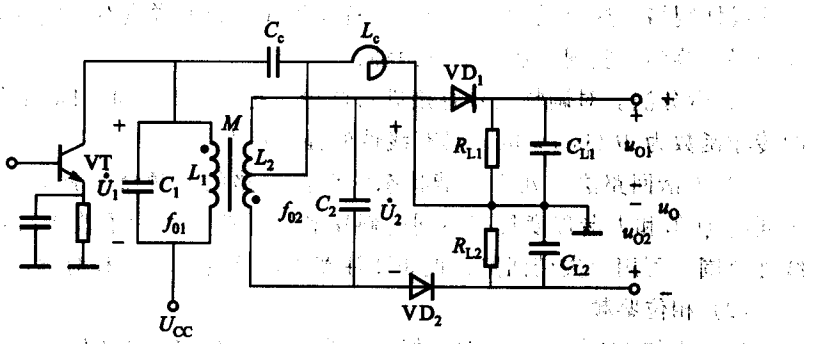


图 7-6 互感耦合相位鉴频器

$$\dot{U}_{D1} = \dot{U}_1 + \frac{1}{2}\dot{U}_2 \tag{7-20}$$

$$\dot{U}_{D2} = \dot{U}_1 - \frac{1}{2}\dot{U}_2 \tag{7-21}$$

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = K_d (U_{D1} - U_{D2}) \tag{7-22}$$

$\dot{U}_2$ 与 $\dot{U}_1$ 的关系为：

$$\dot{U}_2 = j\frac{A\dot{U}_1}{1+j\xi} = \frac{A\dot{U}_1}{\sqrt{1+\xi^2}} e^{j\left(\frac{\pi}{2}-\varphi\right)}, \quad \varphi = \tan^{-1}\xi \tag{7-23}$$

式中，$A = kQ$ 为耦合因子，$k = \frac{M}{L}$为耦合系数，$\xi \approx 2Q\frac{\Delta f}{f_0}$为广义失谐。

由此可知，$\dot{U}_2$ 与 $\dot{U}_1$ 间的幅值及相位关系都随输入信号频率而变化。但在 f_0 附近，幅值变化不大，而受影响最大的是相位，即 $\xi = 0$ 或 $f = f_0$ 时，$\dot{U}_2$ 与 $\dot{U}_1$ 正交；$\xi > 0$ 或 $f > f_0$ 时，$\dot{U}_2$ 与 $\dot{U}_1$ 间角为 $0 \sim \pi/2$；$\xi < 0$ 或 $f < f_0$ 时，$\dot{U}_2$ 与 $\dot{U}_1$ 间角为 $\pi/2 \sim \pi$。

经加法器完成相位到幅值的转换，如图 7-7 所示。

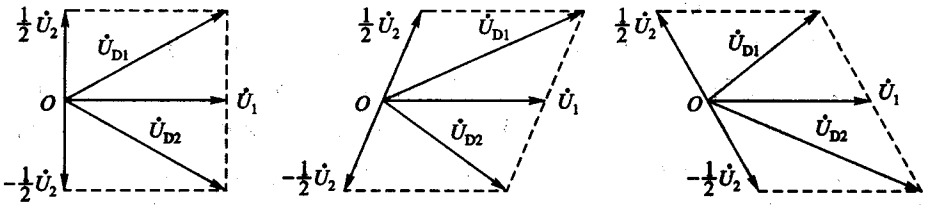


图 7-7　U_{D1}、U_{D2}矢量图

(a) $f = f_0 = f_c$ 时，$\left|\dot{U}_{D1}\right| = \left|\dot{U}_{D2}\right|$　(b) $f > f_0 = f_c$ 时，$\left|\dot{U}_{D1}\right| > \left|\dot{U}_{D2}\right|$

(c) $f < f_0 = f_c$ 时，$\left|\dot{U}_{D1}\right| < \left|\dot{U}_{D2}\right|$

平衡差动检波输出为

$$u_O = u_{O1} - u_{O2} = K_d (U_{D1} - U_{D2}) = K_d I_{c1} R_e \Phi(\xi, A) \tag{7-24}$$

式中，K_d 为检波效率，R_e 为初级回路本身的谐振电阻，I_{c1}为限幅放大级输出电流，$\Phi(\xi, A)$为以 A 为参变量的函数，即

$$\Phi(\xi, A) = \frac{\sqrt{4+(2\xi+A)^2} - \sqrt{4+(2\xi-A)^2}}{2\sqrt{(1+A^2-\xi^2)^2+4\xi^2}} \tag{7-25}$$

以 A 为参变量时的 $\Phi(\xi) \sim \xi$ 曲线如图 7-8 所示。

由此可以得到如下结果：

- 峰值带宽 B_m

$$B_m = 2\Delta f = kf_0 \tag{7-26}$$

- 鉴频跨导 S_D

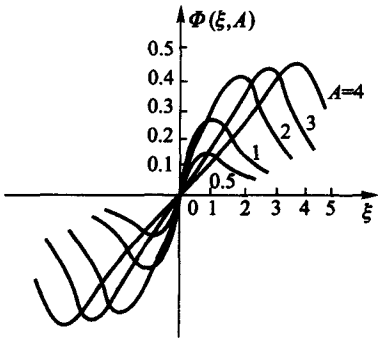


图 7-8 $\Phi(\xi)\sim\xi$ 曲线

$$S_D=\left.\frac{du_O}{d\Delta f}\right|_{\Delta f=0}=K_d R_e I_{c1}\frac{4QA}{f_0(1+A^2)\sqrt{4+A^2}} \tag{7-27}$$

为了兼顾线性度、S_D 及 B_m 三方面的要求，通常取 $A=1\sim3$。

影响鉴频器特性极性的因素有三：互感的同名端、两只二极管的方向及输出电压的极性。

电容耦合相位鉴频器的电路与互感耦合相位鉴频器电路相比，差别只是耦合电路不同，但结论相同。

(2) 比例鉴频器

比例鉴频器具有自动限幅的能力，在前级无需硬件限幅电路，电路如图 7-9所示。此电路与前述互感耦合相位鉴频器电路的区别为：①鉴频器前面为放大器，无限幅作用；②检波二极管有一个倒相，变为顺接；③在($R_{L1}+R_{L2}$)两端并接一个大电容 C（常为 10μF），时常数$(R_{L1}+R_{L2})C \gg T_\Omega$，因此，可以认为 C 上的电压基本不变，为一恒定值 U_{CC}，这也是比例鉴频器具有自动限幅能力的原因；④鉴频输出电压取自 C_{L1}和 C_{L2}之间，为不平衡输出。其交流等效电路如图 7-10 所示。

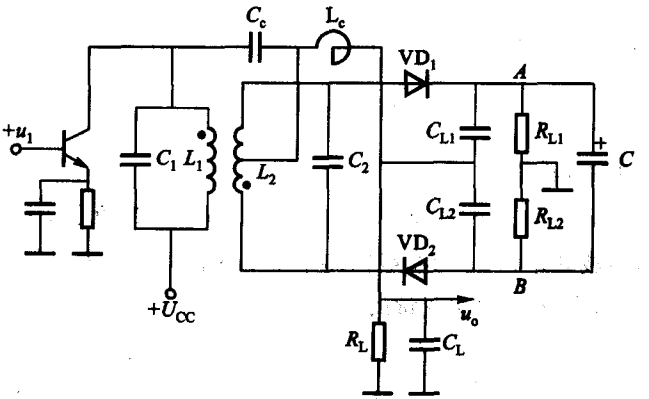


图 7-9 比例鉴频器

令 $R_{L1}=R_{L2}=R$，则

$$u_O=(i_2-i_1)R_L=\frac{R_L}{R+2R_L}(u_{CL2}-u_{CL1}) \tag{7-28}$$

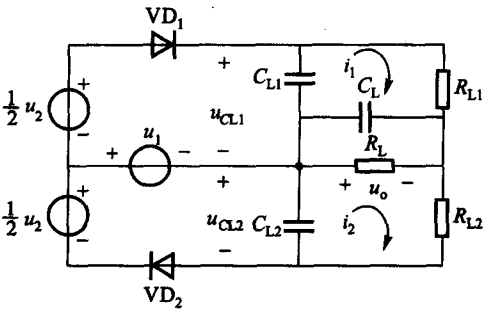


图 7－10　比例鉴频器交流等效电路

若 $R_L \gg R$，则 $u_O \approx \frac{1}{2}(u_{CL2} - u_{CL1}) = \frac{1}{2}K_d(U_{D2} - U_{D1})$

比例鉴频器与互感耦合相位鉴频器相比，在耦合情况一致时，比例鉴频器的灵敏度(鉴频跨导)减小了一半，且鉴频特性的极性与互感耦合相位鉴频器的极性相反。

输出电压还可表示为

$$u_O = \frac{1}{2} \cdot U_{CC} \cdot \frac{1 - \dfrac{u_{CL1}}{u_{CL2}}}{1 + \dfrac{u_{CL1}}{u_{CL2}}} \tag{7-29}$$

即 u_O 取决于 u_{CL1}/u_{CL2}，与 u_{CL2} 和 u_{CL1} 本身的大小无关，因此称为比例鉴频器。

比例鉴频器具有自动限幅能力的原因就在于在($R_{L1} + R_{L2}$)两端并接了大电容。当输入信号幅度发生瞬时变化时，利用大电容的储能作用，保持 U_{CC} 基本不变，来抑制输入信号幅度的变化。

(3) 正交鉴频器

正交鉴频器的组成框图如图 7－11 所示，移相网络对输入信号的中心频率产生 90°的相移。因此，当 $f = f_c$ 时，移相网络的输出信号与输入信号正交。正交鉴频器为乘积型相位鉴频器，又称带同步检波的延时解调器。

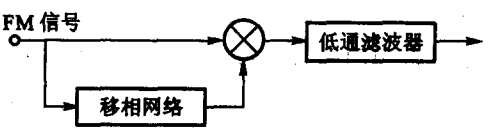


图 7－11　正交鉴频器的组成框图

第二节 重点与难点

一、本章的重点

本章的内容是角度调制及其解调方法与电路。角度调制可分为频率调制和相位调制，两者之间有一定的关系。调频主要用于模拟调制，调相多用于数字调制。因此，本章的重点是调频及解调(鉴频)的方法与电路，角度调制信号的分析也以调频信号的分析为重点。

① 调频信号的实质是频率随调制信号线性变化，其时域波形为一等幅的疏密波，密疏的程度对应频率的高低，最高和最低频率之差的一半即为调频信号所能产生的最大频偏。最高和最低频率之差在宽带调频时基本上就是调频信号的带宽。最大频偏与调制信号的幅度有关，而与调制信号的频率无关。调频信号频率高低变化的速率就是调制信号的频率。反映调制信号(振幅)对最大频偏的控制能力的参数为调制灵敏度，由调制电路来决定。调频信号中决定频谱结构和信号带宽的重要参数是调频指数或调制深度，它是单音调制信号引起的最大瞬时相角偏移量，与最大频偏成正比，与调制信号频率成反比。调制灵敏度可以大于1，而且常常远远大于1。

② 将调频信号的表达式展开后，可以分析出其频谱特点。调频信号由无穷多个频谱分量组成，这些频谱分量的分布位置、幅度大小以及相位与由调频指数决定的 Bessel 函数密切相关。调频信号的频谱是以载频为中心，由无穷多对以调制信号频率为间隔的边频分量组成，各分量的幅值取决于 Bessel 函数，且以载频为中心对称分布；载频分量并不总是最大，有时也为零；调频信号的大部分功率集中在载频附近；频谱结构与调频指数有密切关系，随着调频指数的增加，有影响的边频的数目增加。但无论如何变化，主要频谱宽度基本不变(这就是重要的恒定带宽调制)。这与调制信号的频谱结构大为不同，这就是频谱的非线性变换。

③ 调频信号的功率等于载波功率，这说明调频的过程实际上是将载波功率重新分配给各频率分量的过程，每个频率分量分得的功率由 Bessel 函数决定，但各分量功率之和仍为未调载波功率。这就是调频信号具有很高的功率利用率和较强的抗干扰的原因。

④ 在调频电路中，常用的是直接调频法中变容二极管的直接调频电路和晶体振荡器的直接调频电路，它们的实质是用调制信号直接控制振荡器中的频率元件，使得振荡频率按调制信号规律变化。其中，重要的性能参数有线性度、线性范围、调制灵敏度、最大频偏、载波稳定性和泄漏等。对于变容二极

管的直接调频电路，在变容二极管全接入时，若电容变化指数为2，则可以实现线性调频；若电容变化指数不等于2，调制特性曲线弯曲，在调制过程中会产生不需要的中心频率漂移和二次谐波失真，它们都与电容变化指数和 m 有关。出现这些非线性的原因在于 $C_j \sim u$ 曲线为非线性的。在变容二极管部分接入时，虽然会产生更多的非线性失真，最大频偏也有所下降，但部分接入可以提高中心频率的稳定度，减小寄生调制。

⑤ 晶体振荡器直接调频的主要特点是载频的稳定度高，但其最大频偏太小。扩大其频偏的方法有三种，也可以采用晶体振荡器间接调频方法。

⑥ 间接调频方法和电路在教材中虽然所占的篇幅不多，但间接调频的思想非常重要。实现间接调频的关键是如何进行相位调制。而调相正是数字通信中的主要调制方式，调相方法和调相电路也是《角度调制》这一章的重要内容。

⑦ 鉴频器实质上是一个将输入调频信号的瞬时频率变成输出电压的变换器，鉴频特性曲线为“S”曲线。鉴频跨导反映鉴频的能力和效率，鉴频带宽要求要大于调频信号带宽。鉴频的方法很多，除了直接从频率上解调外，大多都是通过各种波形变换，最终归结为调幅信号的解调。需要强调的是，相位鉴频法是最常用的鉴频方法，其中包含有鉴相的方法。

⑧ 在互感耦合相位鉴频器电路中，互感移相网络实现了从频率变化到相位变化的变换；它是实现鉴频的基础；初级回路电压和次级回路电压的矢量合成实现了重要的 FM—PM—AM 转换，是波形转换和鉴频的核心；平衡包络检波器差动输出完成鉴频的最后一步。鉴频特性受耦合回路幅频和相频特性的综合作用，大致呈“S”形，而且与耦合因子和广义失谐有关。电容耦合相位鉴频器与互感耦合相位鉴频器的不同之处在于耦合方式或移相网络，但其最终移相的结果相同。

⑨ 比例鉴频器与互感耦合相位鉴频器相比，在电路上有三个区别。由于这些电路上的不同，使得比例鉴频器的输出电压取决于两个检波电容上电压的比值而不是差值，因此称为比例鉴频器，也正因为如此，它才具有自动限幅额达能力。

⑩ 乘积型相位鉴频器由移相网络、乘法器和 LPF 组成，前者是鉴频器的基础，后两者构成关键的乘积型鉴相器。移相网络有多种形式，但乘积型鉴相器一般由差分对电路实现。如果移相网络的输入和输出信号在载波频率处正交，则称为正交鉴频器。

二、本章的难点

本章的难点主要在于对角度调制这一频谱的非线性变换方法的理解(包括信号分析、频谱结构的变化、带宽的概念等)、调频器中调频特性的调整以及鉴

频电路中的某些问题的理解和分析。

① 角度调制信号，特别是调频信号相关波形的绘制是相对较为困难的工作。虽然只要知道调制信号的变化规律，调频信号的波形就不难画出，但是，对于瞬时频率变化、瞬时相位变化等相关波形以及其中的有关参数的绘制就不太容易了。而且，绘图过程中的含义是比较难以理解的，最难理解的是瞬时相位波形的特点。在瞬时相位波形中，瞬时相位由载波相位和瞬时相偏相加得到(而不是将瞬时相偏旋转至载波相位)，瞬时相偏是瞬时频偏的积分(起始点随意，通常为0)，载波相位随时间线性变化。瞬时相位波形上的任意一点处的斜率(实际上就是瞬时频率)总是大于零的(频率不能为负)。对于调相信号，瞬时相位波形也如此。

② 将调频信号用复信号表示，将其中有关项用傅里叶级数展开，然后再求实部即可得到调频信号的表达式。从表达式可以看出，调频信号由载波项(有时没有)、载频和调制信号频率的组合频率项，以及载频和调制信号频率各次谐波的组合频率项组成，各项的幅度和相位由调频指数和各阶 Bessel 函数决定。载频两边的各对边频幅度相等，相位相同或相反。对于第一对(奇数阶)边频，相位相反，这样形成的窄带调频信号与普通调幅信号的幅频特性相同，但实质不同。对于多信号调制，将会产生更多的边频分量。

③ 调频信号频谱结构的改变是重点也是难点。对于调频和鉴频(调频尤其明显)，由于是频谱的非线性变换，所以变换前后频谱结构发生了变化，其分析方法和模型等都与频谱线性搬移电路不同。从调制过程中频谱结构变化的特点可以看出，调频是恒定带宽调制，而调相是非恒定带宽调制。

④ 调频信号的带宽理论上应包括信号的所有频率分量。由于调频波有无穷多个分量，这样定义的带宽显然是无意义的。工程上通常根据调频信号的特点和实际应用来规定它的带宽，不同的精确度定义出来的带宽是不同的。对于多信号调制，带宽公式中的参数都采用最大值。

⑤ 在调频电路中，调频特性的调整比较困难。为了满足调频电路的多方面指标要求，往往需要选择或调整调频电路中的几个重要参数(如电容变化指数、控制电压幅值、直流偏压、接入系数等)。对于变容二极管直接调频电路，变容二极管电容作为回路总电容和部分电容接入回路时，调频特性的调整方法不太一样，可以给变容二极管串联或并联一电容，也可以采用双变容二极管。

⑥ 斜率鉴频器中比较难以理解的是双失谐回路的中心频率、Q 值和带宽等参数对鉴频特性的影响。如果两失谐回路的中心频率不对称、Q 值不相等或带宽不同，则都会使鉴频特性曲线的中心点(零频偏点)上下左右偏移、鉴频特性曲线弯曲、不对称等。对于集成差分斜率鉴频器，也要做到两个谐振频率对于载波频率对称、两检波器的检波系数相等。

⑦ 互感耦合相位鉴频器中的难点表现在次级回路电压与初级回路电压之间的相位差、两个检波二极管上的电压的获得(即由加法器完成的相位到幅度的转换)、鉴频特性与耦合参数的关系、电路中各元件的作用及其调整。通过耦合回路，在次级回路得到了与初级回路电压(输入电压)有相位差的电压信号，此相位差随输入信号频率变化。实际上，由于谐振回路的幅频特性，次级回路电压在离中心(载波)频率较远时幅度会明显下降，而相位随频率的变化也变得不明显了。因此得到的鉴频特性曲线是有弯曲的“S”形。实际的鉴频特性曲线还与两回路的参数(中心频率、Q 值、带宽)和耦合程度以及检波器的参数和平衡程度有关，鉴别特性极性与互感的同名端、两个二极管的方向以及输出电压的定义有关。

对于电容耦合相位鉴频器，最难理解的是次级回路电压与初级回路电压之间的关系(特别是相位差)，这需要掌握电容耦合电路的基本原理和求次级回路电压的方法，同时也要会熟练地运用近似的办法。

⑧ 对于比例鉴频器，较难理解的是软限幅机理、电路与互感耦合相位鉴频器的区别、交流等效电路和由此推出的比例鉴频器的工作原理。比例鉴频器电路与互感耦合相位鉴频器电路的三个不同之处是相互关联的。正是由于输出点和接地点的改变才使得两只二极管可以顺接，正是两只二极管的顺接才允许在两个检波电阻上并接一个大电容，从而实现自动限幅功能，也正是在两个检波电阻上并接了一个大电容才使得输出点必须改变，否则，输出一固定电压而无法鉴频。理解比例鉴频器名称的来由就是要掌握其工作原理。比例鉴频器最重要的特点是其具有自动限幅能力，这可以从其工作原理、在两个检波电阻上并接的大电容的作用和高 Q 回路的负载变化三方面来理解。

⑨ 对于正交鉴频器，需要加强理解其中“正交”的含义、移相网络的多种电路形式、正交鉴频器的特点等。正交鉴频器本质上是乘积型相位鉴频器，其核心是乘法器，而“正交”只是输入乘法器的两个信号(移相网络的输入和输出信号)在载频处的相位差为 90°，而不是在所有频率处均正交，否则乘法器输出将永远为零。正交鉴频器便于集成，也可以用数字电路实现。

第三节　典型例题分析

例 7－1　角调波 $u(t)=10\cos(2\pi\times10^6t+10\cos 2\,000\pi t)$V，试确定：①最大频偏；②最大相偏；③信号带宽；④此信号在单位电阻上的功率；⑤能否确定这是 FM 波或是 PM 波？

题意分析：这是考查角度调制基本概念的典型题目，包括表达式、最大频偏、最大相偏、带宽和功率等。有关结论在基本内容中都已给出。

解：$\varphi(t)=2\pi\times10^6t+10\cos 2\,000\pi t$

$=\omega_c t+\Delta\varphi_m\cos 2\,000\pi t$

$=\omega_c t+\Delta\varphi(t)$

由式可知

① 最大频偏。

因为 $\Delta f(t)=\frac{1}{2\pi}\cdot\frac{\mathrm{d}\Delta\varphi(t)}{\mathrm{d}t}=-10^4\sin 2\,000\pi t$

单位为 Hz，所以 $\Delta f_m=10^4$ Hz

② 最大相偏为

$\Delta\varphi_m=10$ rad

③ 信号带宽。

因为 $F=1$ kHz，$m_f=10$

所以 $B_s=2(m_f+1)F=22$ kHz

④ 单位电阻上的信号功率。

不论是 FM 信号还是 PM 信号，它们都是等幅信号，其功率与载波功率相等。则

$$P=\frac{1}{2}\frac{U^2}{R}=50\text{W}$$

⑤ 由于不知调制信号的形式，因此仅从表达式无法确定此信号是 FM 波还是 PM 波。

讨论：FM 和 PM 信号的基本概念要牢记在心，并能灵活运用。从角度调制的定义入手，要掌握基本表达式、基本参数以及 FM 波与 PM 波的差别。

例 7-2 某调频信号的调制信号 $u_\Omega=[2\cos(2\pi\times10^3t)+3\cos(3\pi\times10^3t)]$ V，其载波为 $u_C=(5\cos 2\pi\times10^7t)$V，调频灵敏度 $k_f=3$kHz/V，试写出此 FM 信号的表达式并分析其频谱。

题意分析：此题考查的仍是 FM 信号的基本概念，只不过是从已知调制信号和载波信号求已调信号表达式，与上题相比，是从相反的角度来考虑的。需要注意，这里的调制信号为双音调制，这与 FM 信号的一般表达式稍有不同。通过对双音调频信号的分析，还可以递推出多音调频时的调频信号通式。另外，还要注意 k_f 的量纲问题。

解：由题意可知

$\Delta\omega(t)=2\pi k_f u_\Omega$

$=2\pi\times6\times10^3\cos(2\pi\times10^3t)+2\pi\times9\times10^3\cos(3\pi\times10^3t)$

$\Delta\varphi(t)=\int_0^t\Delta\omega(t)\mathrm{d}t$

$=6\sin(2\pi\times10^6t)+6\sin(3\pi\times10^3t)$

所以　　$u_{FM}=5\cos\left[2\pi\times10^7t+6\sin(2\pi\times10^3t)+6\sin(3\pi\times10^3t)\right]$

单位为 V。上式可改为

$$u_{FM}=\mathrm{Re}\left[5e^{j2\pi\times10^7t}e^{j\left[6\sin(2\pi\times10^3t)+6\sin(3\pi\times10^3t)\right]}\right]$$

$$=5\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{k=-\infty}^{\infty}J_n(6)J_k(6)\cos(2\pi\times10^7+2n\pi\times10^3+3k\pi\times10^3)t$$

由上式可知，此信号的频谱分量非常丰富，包含有 $2\pi\times10^7$，$2\pi\times10^7\pm2n\pi\times10^3$，以及 $2\pi\times10^7\pm3k\pi\times10^3$ 分量，而且包含有 $2\pi\times10^7\pm2n\pi\times10^3\pm3k\pi\times10^3$ 分量。

实际上，由此可以推广到多音调频，其信号表达式为

$$u_{FM}=\mathrm{Re}\left[U_ce^{j\omega_ct}e^{j(m_{f1}\sin\Omega_1t+m_{f2}\sin\Omega_2t+\cdots+m_{fi}\sin\Omega_it)}\right]$$

$$=U_c\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{k=-\infty}^{\infty}\cdots\sum_{p=-\infty}^{\infty}J_n(m_{f1})J_k(m_{f2})\cdots J_p(m_{fi})\cos(\omega_c+n\Omega_1+k\Omega_2+\cdots+p\Omega_i)t$$

讨论：牢固掌握基本概念，就是不论从哪个角度、哪个方面来考核，不论题型如何，总还是万变不离其宗，只要抓住本质，就可解决问题。下面的例题也是考查角度调制的基本概念，只不过是从图形或波形的角度来考查而已。

例 7－3　调制信号如图 7－12 所示。①画出 FM 波的 $\Delta\omega(t)$和 $\Delta\varphi(t)$曲线；②画出 PM 波的 $\Delta\omega(t)$和 $\Delta\varphi(t)$曲线；③画出 FM 波和 PM 波的波形图。

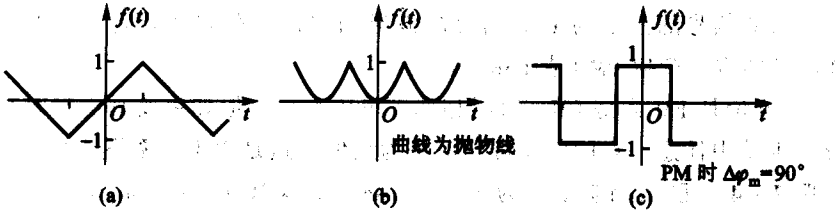


图 7－12　例 7－3 图

题意分析：此题是已知调制信号画出 $\Delta\omega(t)$、$\Delta\varphi(t)$和 FM 波与 PM 波的波形。由于频率和相位之间存在微分和积分的关系，因此，此题实质上就是考查微分与积分的关系及画图能力。题中的三个调制信号都是归一化的波形，并有一定的规律，图(a)的调制信号随时间线性变化，图(b)信号是对图(a)信号的积分，图(c)信号是对图(a)信号的微分，但在调相时，双向相位差为 180°，也就是反相。对于调制信号 $f(t)$，若为 FM 波，则 $\Delta\omega(t)=k_ff(t)$，$\Delta\varphi(t)=\int\Delta\omega(t)\mathrm{d}t$；若为 PM 波，则 $\Delta\omega(t)=\mathrm{d}f(t)/\mathrm{d}t$，$\Delta\varphi(t)=k_pf(t)$。因此，可以断定，图(a)的调制信号在调频时的瞬时相偏波形与图(b)波形一样，图(a)的

调制信号在调相时的瞬时频偏波形与图(c)波形一样；图(b)的调制信号在调相时的瞬时频偏波形与图(a)波形一样；图(c)的调制信号在调频时的瞬时相偏波形与图(a)波形一样。

由于所有调制信号都是周期性的，所以，画出来的波形也应都是周期性的。

解这一类题的思路是这样的：根据是 FM 还是 PM，分别先将调制信号波形复制到瞬时频偏和瞬时相偏的位置，然后分别对 FM 信号的瞬时频偏积分和对 PM 信号的瞬时相偏微分，即可得到 FM 信号的瞬时相偏和 PM 信号的瞬时频偏，最后再根据瞬时频偏的波形绘出 FM 信号和 PM 信号的波形。

解：如图 7－13 所示。

讨论：① 由于 $\Delta\varphi(t)=\int\Delta\omega(t)\mathrm{d}t$，积分限不定，所以，$\Delta\varphi(t)$的波形实际上可沿纵坐标上下移动；

② 信号(a)在 FM 时和信号(b)在 PM 时，它们的频率均按线性变化，称为线性调频或扫频信号；

③ 信号(c)可以认为是数字信号，因此，实现的调制为数字调制，又因为是二元信号，所以 FM 和 PM 分别称为 2FSK 和 2PSK。如果在 PM 时，单向相偏不是 90°，而是 45°、22.5°或 11.25°等其他值，而调相信号波形如何画，读者可自己考虑。

④ PM 信号的波形与 DSB 信号的波形相同，故在数字调制中，可用产生 DSB 信号的方法产生 PM (或 PSK)信号。

⑤ 不论是 FM 或是 PM，瞬时相偏都可正可负，但如果要画出瞬时相位的波形，则其中任意一点的斜率都不应该为负值，这是由于频率不能为负。

例 7－4 已知调制信号为 $u_\Omega=[U_\Omega\cos(2\pi\times10^3t)]\mathrm{V}$，$m_\mathrm{f}=m_\mathrm{p}=10$，求此时 FM 波和 PM 波的带宽。若 U_Ω 不变，F 增大一倍，两种调制信号的带宽如何？若 F 不变，U_Ω 增大一倍，两种调制信号的带宽如何？若 U_Ω 和 F 都增大一倍，两种调制信号的带宽如何？

题意分析：调频和调相均为角度调制，两者相似但又不同，特别是带宽与调制信号幅度和频率的关系，本题考查的就是这方面的问题。与此有关的公式和概念要非常清楚。

解：① 已知调制信号为 $u_\Omega(t)=[U_\Omega\cos(2\pi\times10^3t)]\mathrm{V}$，即 $F=1\ \mathrm{kHz}$

对于 FM 信号，由于 $m_\mathrm{f}=10$，所以

$$B_\mathrm{s}=2(m_\mathrm{f}+1)F=22\ \mathrm{kHz}$$

对于 PM 信号，$m_\mathrm{p}=10$，所以

$$B_\mathrm{s}=2(m_\mathrm{p}+1)F=22\ \mathrm{kHz}$$

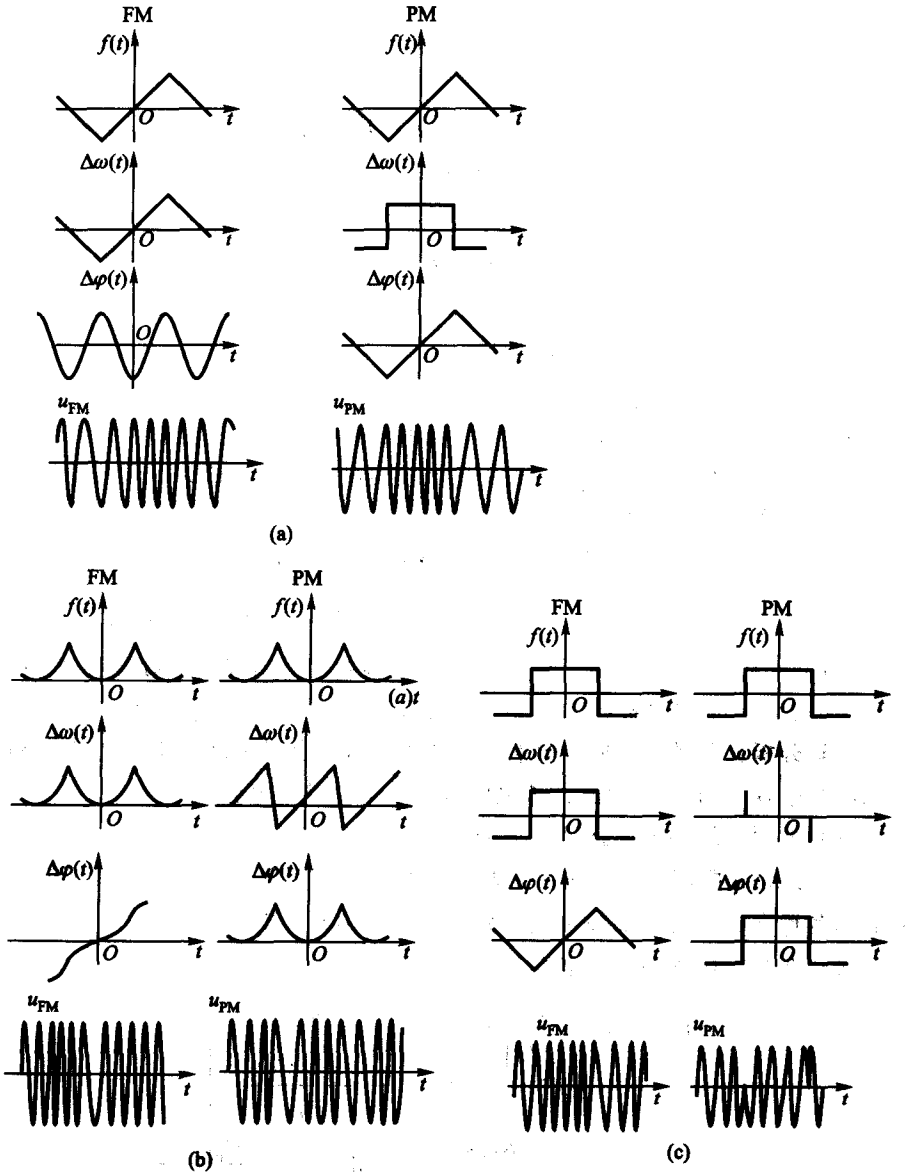


图 7－13　例 7－3 解图

② 对于 FM 波，$\Delta f_m = k_f U_\Omega$，$m_f = \Delta f_m / F = k_f U_\Omega / F$

若 U_Ω 不变，F 增大一倍，则 Δf_m 不变，m_f 减半，即 $m_f = 5$，因此

$$B_s = 2(m_f + 1)F = 24\ \text{kHz}$$

对于 PM 波，$m_p = k_f U_\Omega$，因此 m_p 不变，则 $B_s = 44$ kHz

③ F 不变，U_Ω 增大一倍。对于 FM 波，Δf_m 和 m_f 增大一倍；即 $m_f = 20$，因此

$$B_s = 2(m_f + 1)F = 42 \text{ kHz}$$

对于 PM 波，m_p 也增大一倍，即 $m_p = 20$，因此

$$B_s = 2(m_p + 1)F = 42 \text{ kHz}$$

④ F 和 U_Ω 均增大一倍。对于 FM 波，m_f 不变

$$B_s = 2(m_f + 1)F = 44 \text{ kHz}$$

对于 PM 波，m_p 增大一倍，因此

$$B_s = 2(m_p + 1)F = 84 \text{ kHz}$$

讨论：在最大频偏不变的情况下，当调制信号的频率变化时，调频信号的带宽基本不变，而调相信号的带宽变化比较明显。因此可认为，调频是恒定带宽的调制，而调相为非恒定带宽的调制。

例 7-5 调频振荡回路由电感 L 和变容二极管组成。$L = 2\ \mu$H，变容二极管的参数为：$C_0 = 225$ pF，$\nu = \frac{1}{2}$，$u_\varphi = 0.6$ V，$U_Q = -6$ V，调制信号 $u_\Omega(t) = 3\sin 10^4 t$ V，求输出 FM 波的①载波 f_c；②由调制信号引起的载频漂移 Δf_c；③最大频偏 Δf_m；④调频系数 k_f；⑤二阶失真系数 K_{f2}。

题意分析：此题为变容二极管直接 FM 电路。由于振荡回路由电感 L 和变容二极管电容 C_j 组成，因此，该电路实际上为全接入电路。

解此类题目的基本思路是：把变容二极管等效为一可变电容 $C_j(t)$，以此 $C_j(t)$ 与 L 组成振荡回路，然后求振荡频率。把振荡频率的表示式展开就可求所需的各种参数。若为部分接入，只是展开时略有区别。

解：变容二极管的等效电容为

$$C_j(t) = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{u_r}{u_\varphi}\right)^\gamma} = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{|U_Q| + u_\Omega(t)}{u_\varphi}\right)^\gamma}$$

$$\approx \frac{67.8}{(1 + 0.5\cos 10^4 t)^{\frac{1}{2}}} \text{ pF} = \frac{C_{jQ}}{(1 + m\cos \Omega t)^\gamma}$$

因为是全接入，所以

$$\omega(t) = \omega_c (1 + m\cos \Omega t)^{\frac{\gamma}{2}}$$

$$= \omega_c + \Delta\omega_c + \Delta\omega_m \cos \Omega t + \Delta\omega_{2m} \cos 2\Omega t + \cdots$$

式中，$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC_{jQ}}} \approx 85.9 \times 10^6$ rad/s

$$\Delta\omega_{2m}=\Delta\omega_c=\left|\frac{\gamma}{16}(\gamma-2)m^2\omega_c\right|\approx 10^6\ \text{rad/s}$$

$$\Delta\omega_m=\frac{\gamma}{2}m\omega_c\approx 10.7\times 10^6\ \text{rad/s}$$

因此

① $f_c=\dfrac{\omega_c}{2\pi}\approx 13.7\ \text{MHz}$

② $\Delta f_c=\dfrac{\Delta\omega_c}{2\pi}\approx 159\ \text{kHz}$

③ $\Delta f_m=\dfrac{\Delta\omega_m}{2\pi}\approx 1.7\ \text{MHz}$

④ $k_f=\dfrac{\Delta f_m}{U_\Omega}=5.7\times 10^5\ \text{Hz/V}$

⑤ $K_{f2}=\dfrac{\Delta\omega_{2m}}{\Delta\omega_m}=\left|\dfrac{1}{4}\left(\dfrac{\gamma}{2}-1\right)m\right|=0.094$

讨论：变容二极管直接调频电路是调频电路的主要形式，其实质是频率受控的振荡器。对此电路的分析与计算，实际上就是对以变容二极管结电容为可变电容的振荡回路的分析与计算。这涉及到振荡回路、接入系数、变容二极管的结电容的公式与参数等问题，实际上没有什么难点。

另外，在计算时，绝对的数值不一定要求非常准确，但要注意相对大小及数量级；在工程中，远远大于或远远小于一般是指相对大小在 10 倍以上，这时就可以把小者忽略。

例 7－6　互感耦合相位鉴频器电路如图 7－14(a)所示。

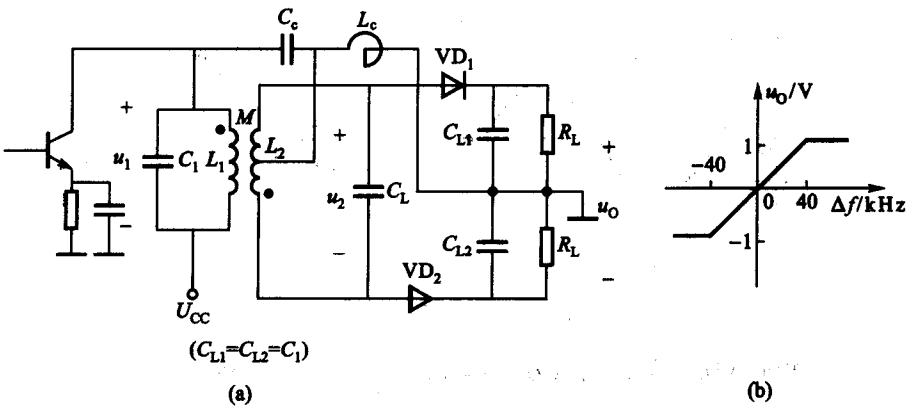


图 7－14　例 7－6 图
(a) 电路图；(b) 鉴频特性图

① 画出信号频率 $f<f_c$ 时的矢量图；

② 画出二极管 VD_1 两端电压波形示意图；

③ 若鉴频特性如图 7－14（b）所示，S_D = 10 mV/kHz，$f_{01} = f_{02} = f_c$ = 10 MHz，$u_1 = 1.5\cos[2\pi \times 10^7 t + 15\sin(4\pi \times 10^3 t)]$V，求输出电压 u_O = ?

④ 当发送端调制信号的 U_Ω 增大一倍时，画出 u_O 的波形示意图；

⑤ 说明 VD_1 断开时能否鉴频？

⑥ 定性画出次级回路中 L_2 的中心抽头向下偏移时的鉴频特性曲线；

⑦ 若 $k = M/L$ 不变，则 Q 由小变大时，鉴频情况将如何变化？

题意分析：本题较为全面地考查相位鉴频的电路、工作原理、性能分析等。从题图可以看出，这是一个互感耦合相位鉴频器的典型电路，对其线路形式和器件的配置要了如指掌，对此电路与其他电路的异同点也要一清二楚。也就是说，一种电路形式也应该能举一反三，触类旁通。这些小题中，有的要求画矢量图，有的要求画波形图，有的要求画鉴频特性曲线，这些都涉及到鉴频器的基本工作原理。因此，鉴频器（包括相位鉴频器）的工作原理要非常清楚。解题时要根据所问的问题与鉴频器工作原理中相关部分的关系来分析。

解：① 从工作原理可知，在 $f < f_c$ 时的矢量图如图 7－15（a）所示。

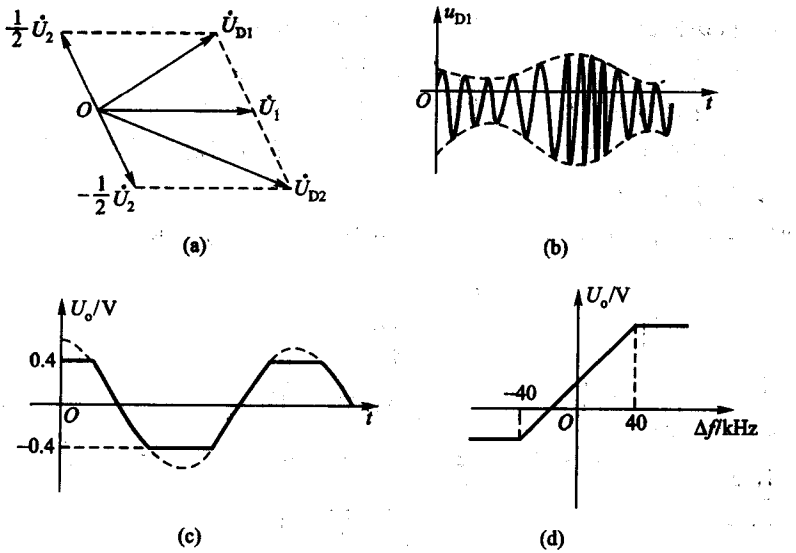


图 7－15　例 7－6 解图

② 二极管 VD_1 两端的电压为 $u_{D1} = u_1 + \frac{1}{2}u_2 - u_{C_{L1}}$，其波形如图 7－15（b）所示。

③ 由题知，输入信号 u_1 的频率变化部分为

$$\Delta f(t) = 30\cos(4\pi \times 10^3 t)\text{kHz}$$

所以

$$\Delta f_m = 30\ \text{kHz}$$

根据题中的条件，鉴频器的鉴频特性曲线的鉴频带宽为 ±40 kHz，大于 Δf_m，而在鉴频带宽之内为线性鉴频，鉴频灵敏度 $S_D = 10$ mV/kHz，因此，输出电压为

$$u_o = S_D \cdot \Delta f(t) = 0.3\cos(4\pi \times 10^3 t)\text{V}$$

④ 在发送端，调制电路确定后，调制灵敏度就确定了。若 U_Ω 加大一倍，则调频信号的频偏也将加大一倍，即变成

$$\Delta f(t) = 60\cos(4\pi \times 10^3 t)\text{kHz}$$

$\Delta f_m = 60$ kHz > 鉴频带宽，在接收端必然产生失真。主要是在已调信号瞬时频偏大于鉴频带宽时输出会限幅，如图 7-15 (c)所示。

⑤ 当 VD_1 断开时，C_{L1}上无电压变化，而 C_{L2}上的电压变化仍能反映输入信号的频率变化，因此仍可鉴频。同样道理，若只有 VD_2 断开时仍可鉴频。

⑥ L_2 的中心抽头的移动只是改变 $\pm\frac{\dot{U}_2}{2}$的对称性，即 $\left|\dot{U}_{D1}\right|$、$\left|\dot{U}_{D2}\right|$的大小，从而改变在 $\Delta f = 0$ 时 u_o 的大小，而不会使鉴频特性在频率(偏)轴上平移。中心抽头向下平移，会使$\frac{\dot{U}_2}{2}$增大一个 Δ，使 $-\frac{\dot{U}_2}{2}$减小一个 Δ，从而使输出在 $\Delta f = 0$ 时大于 0，如图 7-15 (d)所示。

⑦ k 不变，则 $B_m = kf_0$ 不变。Q 变大，则 R_e 变大，S_D 单调增大。因此，鉴频特性在 B_m 不变的情况下，S_D 将增加。

讨论：相位鉴频器的本质是将调频信号的频率变化转化为相位变化，然后进行鉴相。其核心是频—相转换。不同的相位鉴频器，其频—相转换电路不同，但其原理相似，应予以掌握。比例鉴频器是在相位鉴频器的基础上实现的，也很重要。

例 7-7　某鉴频器的鉴频特性为正弦型，$B_m = 200$ kHz，写出此鉴频器的鉴频特性表达式。

题意分析：鉴频器的最重要问题是鉴频特性，鉴频特性的重要参数有鉴频灵敏度(跨导)、鉴频带宽和最大输出电压等。根据鉴频特性的形式(如线性、正弦型等)和某些参数，求另外的参数并写整个鉴频特性的表达式，是本题的最终目标。

解：鉴频特性为正弦型，设为

$$u_o = U\sin(K\Delta f)$$

此特性在 $K\Delta f = \frac{\pi}{2}$时输出最大，对应的 Δf 为 B_m 的一半，即 100 kHz。因此

$$K = \frac{\pi}{2} \times 10^{-5}\ \text{V/kHz}$$

所以

$$u_o = \left[U\sin\left(\frac{\pi}{2} \times 10^{-5} \cdot \Delta f\right)\right]\text{V}$$

讨论： ① 要准确理解鉴频特性各参数的含义，如 B_m 的含义；

② 要注意观察分析鉴频特性函数的特殊性，如 $\sin(\cdot)$ 在 $K\Delta f = \frac{\pi}{2}$ 时取最大值；

③ 对于某些参数不一定要确定的数值，可以用一个符号表示。

例 7-8 某鉴频器框图如图 7-16(a)所示，其中移相网络的特性如图 7-16(b)所示。若输入信号为 $u_1 = [U_1\cos(\omega_c t + 10\sin(3\times 10^3 t))]$V，包络检波器为二极管峰值包络检波器，忽略二极管压降，求输出电压表达式，并说明此鉴频特性及包络检波器中 RC 的选择原则。

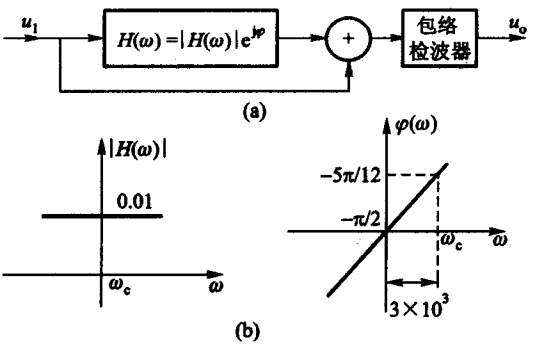


图 7-16 例 7-8 图

(a) 某鉴频器框图；(b) 移相网络特性

题意分析： 由移相网络的相移特性可知，此鉴频器为正交鉴频器。设经移相网络的信号为 u_2，经相加后为 u_3，则 u_2 对 u_1 来讲有相移，在 ω_c 处相移为固定的 $\pi/2$，在其他地方与输入信号的瞬时频率呈线性关系，即 u_2 为 FM-PM 信号。将 u_1 和 u_2 相加，u_3 为 FM-PM-AM 信号，其中 AM 成分含有与 FM 信号相同的信息。经包络检波后可得输出电压 u_O，它反映输入信号的频率变化，即原调制信号。这就是工作原理。

需要注意，移相网络的幅频特性有很大的衰减。这样，送到叠加型鉴相器中就可进行某些近似。

解： 因为

$$u_1 = U_1\cos(\omega_c t + 10\sin(3\times 10^3 t))$$

$$\omega(t) = \omega_c + 3\times 10^4 \times \cos(3\times 10^3 t)$$

经移相后，u_2 的幅度为 $0.01U_1$，相位为

$$\varphi_2(t) = -\frac{\pi}{2} + k\Delta\omega(t)$$

式中，$k = \left(-\frac{5}{12}\pi + \frac{\pi}{2}\right)\Big/ 3\times 10^3 = \frac{\pi}{12\times 3\times 10^3}$，$\Delta\omega(t) = 3\times 10^4 \times \cos(3\times 10^3 t)$

所以

$$\varphi_2(t) = -\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{12\times 3\times 10^3}\times 3\times 10^4 \times \cos(3\times 10^3 t)$$

$$= -\frac{\pi}{2} + \frac{5}{6}\pi\cos 3\times 10^3 t$$

因此

$$u_2 = 0.01U_1\cos\left(\omega_c t + 10\sin 3\times10^3 t - \frac{\pi}{2} + \frac{5}{6}\pi\cos 3\times10^3 t\right)$$

$$= 0.01U_1\sin\left(\omega_c t + 10\sin 3\times10^3 t + \frac{5\pi}{6}\cos 3\times10^3 t\right)$$

$$u_3 = u_1 + u_2$$

$$= U_1\cos(\omega_c t + 10\sin 3\times10^3 t) + 0.01U_1\sin\left(\omega_c t + 10\sin 3\times10^3 t + \frac{5\pi}{6}\cos 3\times10^3 t\right)$$

$$= U_3(t)\cos[\omega_c t + 10\sin 3\times10^3 t + \varphi(t)]$$

由于后接包络检波器，因此，这里我们只关心 u_3 的幅度即可，即

$$U_3(t) = \sqrt{U_1^2 + (0.01U_1)^2 + 0.02U_1^2\sin\left(\frac{5}{6}\pi\cos 3\times10^3 t\right)}$$

$$\approx U_1\left[1 + 0.01\sin\left(\frac{5}{6}\pi\cos(3\times10^3 t)\right)\right]$$

因为忽略了二极管的压降，所以可以认为包络检波器的检波效率近似为1，即 $K_d \approx 1$。于是，输出电压为

$$u_O = U_1\left[1 + 0.01\sin\left(\frac{5}{6}\pi\cos(3\times10^3 t)\right)\right]$$

单位为V。由输出电压和 $\Delta\omega(t)$ 的表达式可知，此鉴频器的鉴频特性为正弦型，但含有直流成分。若采用平衡电路，不仅可以抵消直流成分，而且可以增加有效输出电压。

把 u_o 看作一个AM信号，对包络检波器的LPF的要求非常清楚，即

$$R \ll \frac{1}{\Omega C} \text{且} R \gg \frac{1}{\omega_c C} \quad \text{同时 } RC \leqslant \frac{\sqrt{1-m_a^2}}{m_a\Omega}$$

其中，$\Omega = 3\times10^3$，$m_a = 0.01$。代入上式，可得 RC 的选择原则为

$$R \ll \frac{1}{3\times10^3 C} \text{且} R \gg \frac{1}{\omega_c C} \quad \text{同时 } RC \leqslant 3.3\times10^{-2}$$

讨论： ① 这是一种与图7-11不同的正交鉴频器，其移相网络后的鉴相器为叠加型同步检波器，这种同步检波器的核心是包络检波器，它前面的加法器完成FM信号到AM信号的转换。如果换一种鉴相器或包络检波器，本题的求解应做相应的改变。

② 移相网络的特性要看清楚。不同的移相特性会有不同的鉴频输出。

例7-9 某鉴频器的鉴频特性如图7-17所示，鉴频器的输出电压为 $u_O(t) = \cos(4\pi\times10^3 t)$V，试问：

① 鉴频跨导 $S_D = ?$

② 写出输入信号 $u_{FM}(t)$ 和原调制信号 u_Ω 的表达式；

③ 若此鉴频器为互感耦合相位鉴频器，那么，要得到正极性的鉴频特性，应如何改变电路？

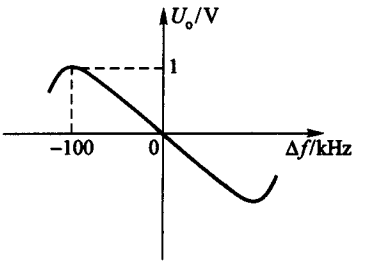


图 7-17 某鉴频器的鉴频特性

题意分析：此题给定鉴频器的鉴频特性曲线和鉴频器的输出电压，来求解鉴频特性的某些参数，并反推回去求输入电压，这是关于鉴频特性的一般问题。至于改变鉴频特性的极性是另外的问题。

由鉴频特性曲线，根据鉴频跨导的定义，即可直接求出 S_D，但要注意鉴频特性的极性。由图可知，输入信号的最大频偏小于鉴频器的最大鉴频带宽，即鉴频器工作于线性区，因此，$S_D = \left.\dfrac{\partial u_O}{\partial \Delta f(t)}\right|_{\Delta f=0} = \dfrac{u_O}{\Delta f(t)}$，由此可求出 $\Delta f(t)$，从而可求出输入电压。

解：① $S_D = u_O/\Delta f(t) = -0.01$ V/kHz

② $S_D = \left.\dfrac{\partial u_O}{\partial \Delta f(t)}\right|_{\Delta f=0} = \dfrac{u_O}{\Delta f(t)} = -0.01$ V/kHz

$$\Delta f(t) = u_O/S_D = -100\cos 4\pi \times 10^3 t \text{ kHz}$$

因此，原调制信号为 $u_\Omega = -U_\Omega \cos 4\pi \times 10^3 t$，单位为 V。

由 $f(t) = f_c + \Delta f(t)$ 可得

$$\begin{aligned} u_{FM}(t) &= U_{FM}\cos\left(2\pi f_c + \int_0^t \Delta f(t)\mathrm{d}t\right) \\ &= U_{FM}\cos\left(2\pi f_c - \frac{\Delta f_m}{F}\sin \Omega t\right) \\ &= U_{FM}\cos\left[2\pi f_c - 50\sin(4\pi \times 10^3 t)\right] \end{aligned}$$

单位为 V。

③ 若鉴频器为互感耦合相位鉴频器，那么，要得到正极性的鉴频特性，只要改变互感耦合的同名端、两个检波二极管的方向或鉴频器输出电压规定的正方向之一即可。

讨论：① 若鉴频特性为正极性，则求解会更简单，但一定要注意鉴频特性的极性。

② 若鉴频特性的横坐标轴为 f，并给出坐标原点 f_c 的值，则 $u_{FM}(t)$ 的表

达式中的 f_c 要用相应的数值代替。

③ 若为电容耦合相位鉴频器或比例鉴频器等其他鉴频器，则改变鉴频器极性的方法也应掌握。

④ 以上题目都给出了鉴频器电路，而实际上这些电路也都应该记住。

第四节　自　测　题

7－1　电视四频道的伴音载频 $f_c = 83.75$ MHz，$\Delta f_m = 50$ MHz，$F_{max} = 15$ MHz。试求：①画出伴音信号频谱图；②计算信号带宽；③瞬时频率的变化范围是多少？

7－2　有一个 AM 波和 FM 波，载频均为 1 MHz，调制信号均为 $u_\Omega(t) = 0.1\sin(2\pi \times 10^3 t)$ V。FM 器的调频灵敏度 $k_f = 1$ kHz/V，动态范围大于 20 V。①求 AM 波和 FM 波的信号带宽；②若 $u_\Omega(t) = 20\sin(2\pi \times 10^3 t)$ V，重新计算 AM 波和 PM 波的带宽；③由此①、②可得出什么结论。

7－3　已知调频信号 $u_{FM}(t) = 100\cos(2\pi \times 10^8 t + 20\sin 2\pi \times 10^3 t)$ mV，试求解如下问题：

① 求载波频率 f_c、调制信号频率 F 和调频指数 m_f；

② 求最大频偏 Δf_m 和调频波带宽 B_s。

7－4　调频振荡器回路的电容为变容二极管，其压控特性为 $C_j(u) = \dfrac{C_{j0}}{\sqrt{1+2u}}$，$u$ 为变容二极管反向电压的绝对值。反向偏压 $U_Q = 4$ V，$f_0 = 10$ MHz，$u_\Omega(t) = \cos \Omega t$ V。①求在 f_0 附近的线性调制灵敏度；②当要求 $K_{f2} < 1\%$ 时，求允许的 Δf_m。

7－5　如图 P7－1 所示的变容管 FM 电路，$f_c = 360$ MHz，$\gamma = 3$，$u_\varphi = 0.6$ V，$u_\Omega(t) = \cos \Omega t$ V。①分析此电路的工作原理并说明各元件的作用；②调节 R_2 使变容管反偏电压为 6 V，此时，$C_{jQ} = 20$ pF，求 $L = ?$ ③计算 Δf_m 和 K_{f2}。

7－6　图 P7－2 所示为变容二极管调频振荡器的振荡回路，其中，C_c 是隔直电容(对振荡频率可视为短路)，L_c 为高频扼流圈。已知变容管的结电容为

$$C_j = \frac{72}{\left(1 + \dfrac{u}{0.6}\right)^2} \text{ pF}$$

调制信号为 $U_\Omega(t) = 3\sin 10^4 \pi t$ V，$U_Q = 3$ V，$L = 20$ μH。试计算：

① 该调频器的载波频率 f_c；

② 该调频器能够产生的最大频偏 Δf_m。

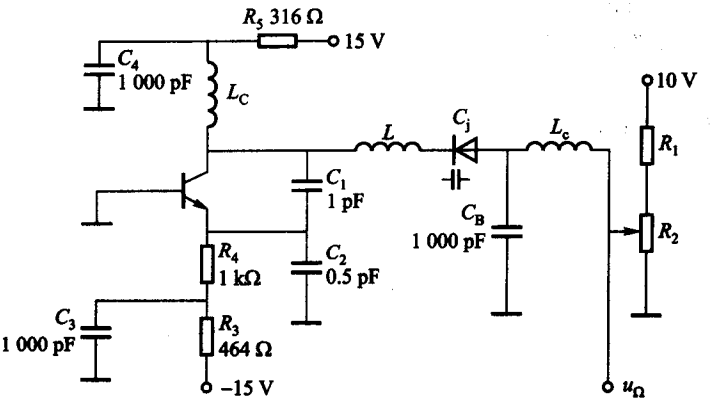


图 P7－1　题 7－5 图

7－7　某调频发射机框图如图 P7－3 所示，调频器输出 FM 信号的中心工作频率 $f_c = 8$ MHz，最大频偏 $\Delta f_m = 40$ kHz，框图中混频器输出取差频信号。试求：①该设备输出信号 $u_o(t)$ 的中心频率 f_0 及最大频偏 Δf_{m0}；②放大器 1 和放大器 2 输出的中心频率与通频带各为多少？

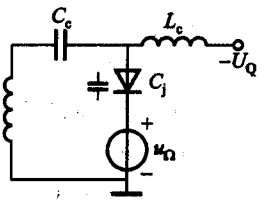


图 P7－2　题 7－6 图

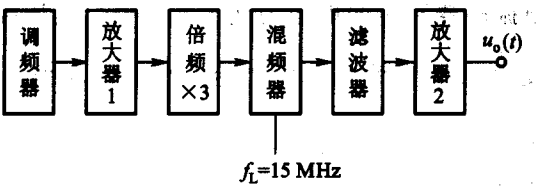


图 P7－3　题 7－7 图

7－8　某调频发射机框图如图 P7－4 所示，调频器输出 FM 信号的中心工作频率 $f_c = 100$ MHz，最大频偏 $\Delta f_m = 75$ kHz，输入积分器的调制信号为一单音余弦信号，其频率 $F = 100$ Hz ~ 15 kHz，矢量合成调相器的调相指数为 0.2 rad。

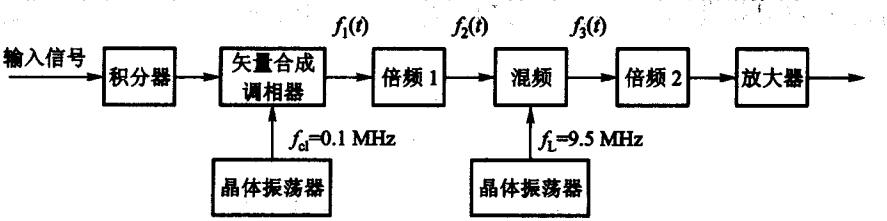


图 P7－4　题 7－8 图

框图中混频器输出差频信号，即 $f_3(t)=f_L-f_2(t)$。试求：①两个倍频器的倍频次数；②$f_1(t)$、$f_2(t)$和 $f_3(t)$的表达式。

7－9　调频振荡器回路由电感 L 和变容二极管组成。$L=2\ \mu H$，变容二极管参数为：$C_{j0}=225\ pF$，$\gamma=0.5$，$u_\varphi=0.6\ V$，$U_Q=-6\ V$，调制电压为 $u_\Omega(t)=3\cos 10^4 t\ V$。求输出调频波的①载频；②由调制信号引起的载频漂移；③最大频偏；④调频系数；⑤二阶失真系数。

7－10　图 P7－5 所示为晶体振荡器直接调频电路，试说明其工作原理及各元件的作用。

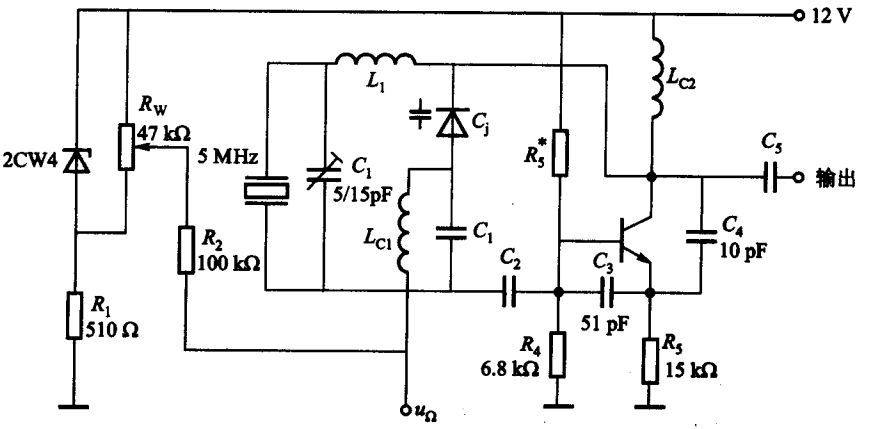


图 P7－5　题 7－10 图

7－11　变容管调频器的部分电路如图 P7－6 所示，其中，两个变容管的特性完全相同，均为 $C_j=C_{j0}/(1+u/u_\varphi)^\gamma$，$L_1$ 及 L_2 为高频扼流圈，C_1 对振荡频率短路。试推导：①振荡频率表达式；②基波最大频偏；③二次谐波失真系数。

7－12　方波调频电路如图 P7－7 所示，其中，$U_{CC}=U_{EE}=U_4=12\ V$，$U_2=5\ V$，$U_3=3\ V$，$R_1=4.5\ k\Omega$，$R_1=3\ k\Omega$，$C_1=C_2=1\ 000\ pF$，调制信号为 $u_\Omega(t)=1.5\cos 10^4 t V$，晶体管的放大倍数 $\beta>100$。求调频方波的瞬时表达式。

7－13　设计一个调频发射机，要求工作频率为 160 MHz，最大频偏为 1 MHz，调制信号最高频率为 10 kHz，副载频选 500 kHz，请画出发射机方框

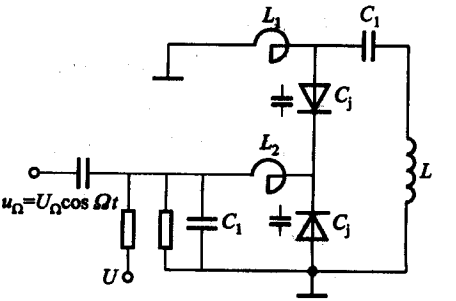


图 P7－6　题 7－11 图

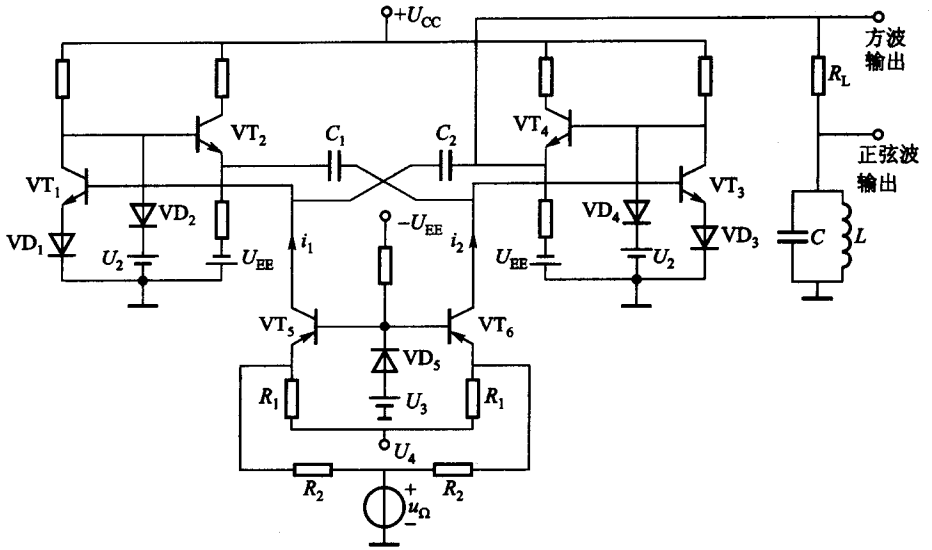


图 P7 - 7　题 7 - 12 图

图，并标出各处的频率和最大频偏值。

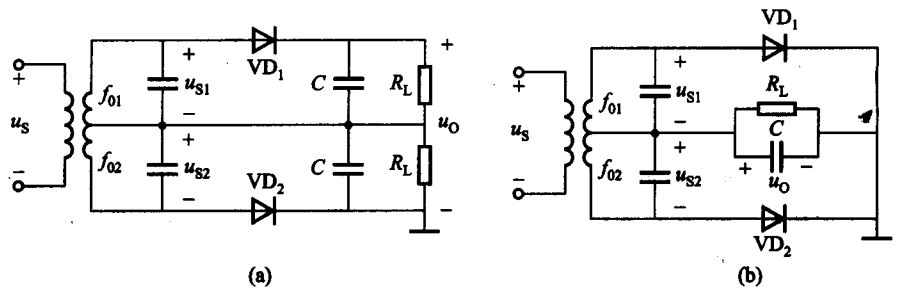


图 P7 - 8　题 7 - 13 图

7 - 14　在如图 P7 - 8 所示的两个电路中，哪个能实现包络检波，哪个能实现鉴频，相应的回路参数如何配置？

7 - 15　有一互感耦合相位鉴频器，其中，互感耦合因数 $A = 3$，$f_0 = 10$ MHz，晶体管的 $Y_{fe} = 30$ mA/V，回路电容 $C = 20$ pF，有效 $Q_e = 60$，二极管检波器的电流通角 $\theta = 20°$，输入信号振幅为 $U_m = 20$ mV。求：①最大鉴频带宽 B_m；②鉴频跨导 S_D。

7 - 16　如图 P7 - 9 所示为一正交鉴频器电路。①画出时延网络的 $\varphi \sim f$ 曲线；②说明此电路的调频原理；③求输出电压的表达式。

7 - 17　设互感耦合相位鉴频器的输入信号为 $u_1(t) = U_m \cos(\omega_0 t +$

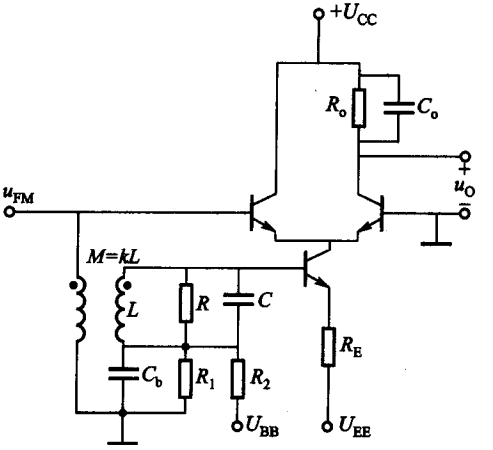


图 P7－9　题 7－16 图

$m_f \sin \Omega t$)，试画出下列波形示意图：①$u_1(t)$；②$u_1(t)$的调制信号 $u_\Omega(t)$；③次级回路电压 $u_2(t)$；④两个检波器的输入电压 $u_{d1}(t)$及 $u_{d2}(t)$；⑤两个检波器的输出电压 $u_{O1}(t)$及 $u_{O2}(t)$；⑥两个检波二极管上的电压 $u_{D1}(t)$及 $u_{D2}(t)$；⑦鉴频器输出电压 $u_O(t)$。

7－18　图 P7－10 所示为一相位鉴频器电路，其中，R_1、L_1、C_1 组成高 Q 谐振回路，相移网络的电压增益为 1，变压器和检波器均为理想器件。试求此鉴频器的鉴频跨导。

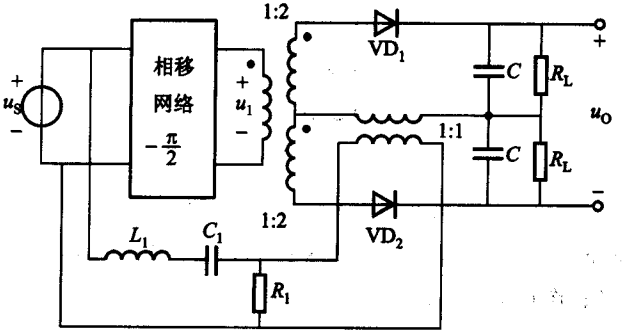


图 P7－10　题 7－18 图

7－19　相位鉴频器使用久了会出现以下现象，试分析产生的原因：

① 输入载波信号时，输出为一直流电压；

② 出现严重的非线性失真。

7－20　有一鉴频器，已知其鉴频特性在鉴频带宽范围之内为正弦型，鉴

频带宽 $B_m = 2$ MHz，输入信号为 $u_i(t) = U_i\sin(\omega_c t + m_f\cos 2\pi Ft)$V。求以下两种情况下的输出电压：① $F = 1$ MHz，$m_f = 6.32$；② $F = 1$ MHz，$m_f = 10$。

7 - 21 假设某一鉴频器的输入信号为 $u_{FM} = [3\sin(\omega_c t + 10\sin(2\pi \times 10^3 t))]$V，其鉴频跨导为 $S_D = -5$ mV/kHz，线性鉴频范围大于 $2\Delta f_m$。求输出电压 u_O。

7 - 22 选择题：在斜率鉴频器中，若提高失谐回路的 Q 值，则[]

A. 鉴频灵敏度 S_D 提高；

B. 带宽 B_{max} 变窄；

C. 线性范围增大；

D. 输出电压振幅增大。

7 - 23 如图 P7 - 11 所示的三个电路，在如下相应的条件下它们分别实现何种功能？

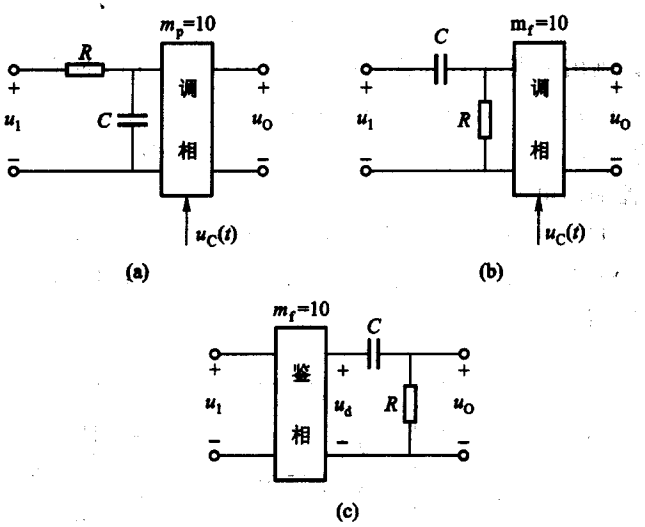


图 P7 - 11 题 7 - 23 图

条件：图(a)中，$u_1(t) = U_1\cos(2\pi \times 10^3 t)$，$u_C(t) = U_c\cos(2\pi \times 10^6 t)$，$R = 30$ kΩ，$C = 0.1$ μF；图(b)中，$u_1(t) = U_1\cos(2\pi \times 10^3 t)$，$u_C(t) = U_c\cos(2\pi \times 10^6 t)$，$R = 10$ kΩ，$C = 0.03$ μF；图(c)中，$u_1(t) = U_1\cos(\omega_c t + m_f\sin \Omega t)$，$R = 100$ Ω，$C = 0.03$ μF，鉴相器的鉴相特性为 $u_d = A_\varphi\Delta\varphi$。

第八章
反馈控制电路

第一节 主要内容

反馈控制是现代系统工程中的一种重要技术手段。在系统受到扰动的情况下，通过反馈控制作用，可使系统的某个参数达到所需的精度或按照一定的规律变化。根据控制对象参量的不同，反馈控制电路可分为自动增益控制(Automatic Gain Control,AGC)、自动频率控制(Automatic Frequency Control,AFC)和自动相位控制(Automatic Phase Control,APC)，又称为锁相环路(Phase Locked Loop,PLL)。

反馈控制电路的组成如图 8-1 所示，比较器、控制信号发生器、可控器件和反馈网络四部分组成一个负反馈闭合环路。其中，比较器的作用是将参考信号 $u_r(t)$和反馈信号 $u_f(t)$进行比较，输出二者的差值即误差信号 $u_e(t)$，然后经过控制信号发生器产生控制信号 $u_c(t)$，对可控制器件的某一特性进行控制。对于可控制器件，或者是其输入输出特性受控制信号 $u_c(t)$的控制(如可控增益放大器)，或者是在不加输入的情况下，本身输出信号的某一参量受控制信号 $u_c(t)$的控制(如压控振荡器)。反馈网络的作用是在输出信号 $u_O(t)$中提取需要进行比较的分量，送到比较器与参考信号进行比较。

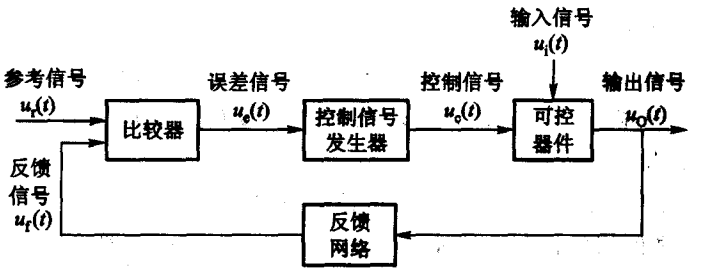


图 8-1 反馈控制系统的组成

根据输入比较信号参量的不同，图中的比较器可以是电压比较器、频率比较器(鉴频器)或相位比较器(鉴相器)，所以对应的 $u_r(t)$和 $u_f(t)$可以是电压、频率或相位参量。可控器件的可控制特性一般是增益、频率或相位。

本章主要介绍反馈控制电路和在此基础上发展起来的频率合成技术。

一、自动增益控制(AGC)电路

自动增益控制电路广泛用于各种电子设备中，主要用来减小由各种原因引起的系统输出信号电平的变化。例如，减小接收机因传播衰落引起信号强度的变化，防止因强信号引起的阻塞失真和弱信号丢失；在发射机中，末级功放的激励电平可能由于话务量不均而起伏较大，采用自动增益控制电路有助于减小这种波动，从而稳定输出功率；对调制信号电平使用自动音量控制有助于减小调制失真；在信号发生器中使用自动增益控制电路可保证在较宽的频率范围内振幅平稳。

1. 工作原理

自动增益控制电路是利用电压误差信号来消除输出信号振幅与要求信号振幅之间误差的电路，其组成如图 8－2 所示。

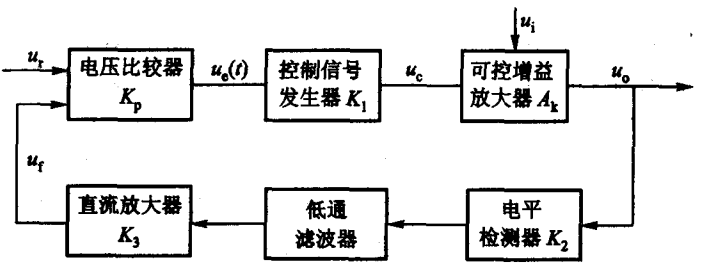


图 8－2 自动增益控制电路组成框图

可控增益放大器是环路的核心部件，其增益 A_k 受控制电压 u_c 的控制；电平检测器的功能是将输出信号 u_O 幅度的缓慢变化转变为直流慢变化；电压比较器的功能是将反馈信号 u_f 与要求信号 u_r 进行比较，输出误差信号；低通滤波器的功能是对慢变化的误差信号进一步过滤(这里应注意，自动增益控制电路有两种应用方式，当应用在调制跟踪方式时，低通滤波器的截止频率 Ω_c 应大于 Ω_m)；直流放大器是为了加大直流增益，提高可控增益放大器的控制灵敏度。

当输入信号 u_i 的幅度增大时，可控增益放大器的输出信号 u_O 幅度也趋于增大，经反馈网络的控制、滤波、直流放大，由电压比较器将反馈网络的输出信号 u_f 和参考信号 u_r 进行比较，并将该增量进一步放大，于是控制电压 u_c 显著增大，此时控制电压 u_c 应使可控增益放大器的增益减小，使输出信号 u_O 幅度保持平稳。相反，当输入信号 u_i 的幅度减小时，控制电压 u_c 又使可控增益放大器的增益加大，从而使 u_O 幅度保持平稳。

2. AGC 方式与 AGC 特性

自动增益控制电路有多种形式，包括：

① 简单 AGC 电路，只要输入信号振幅 U_i 增加，AGC 的作用就会使增益 K_v 减小，从而使输出信号振幅 U_o 减小。这种 AGC 电路简单，实用中不需要电压比较器；该电路的主要缺点是：一有外来信号，AGC 立即起作用，接收机的增益就受控制而减小，这对提高接收机的灵敏度是不利的，尤其在外来信号很微弱时。

② 延迟 AGC 电路：延迟 AGC 电路中有一个起控门限，即比较器参考电压 U_R，对应输入信号振幅 U_{imin}。当输入信号 U_i 小于 U_{imin} 时，反馈环路断开，AGC 不起作用，放大器 K_v 不变，输出信号 U_o 与输入信号 U_i 成线性关系。当 U_i 大于 U_{imin} 后，反馈环路接通，AGC 电路才开始产生误差信号和控制信号，使放大器增益 K_v 有所减小，保持输出信号 U_o 基本恒定或仅有微小的变化。这种 AGC 电路由于需要延迟到 $U_i > U_{imin}$ 之后才开始起控制作用，故称为延迟 AGC。图 8-3 给出了简单 AGC 和延迟 AGC 的增益控制特性曲线。

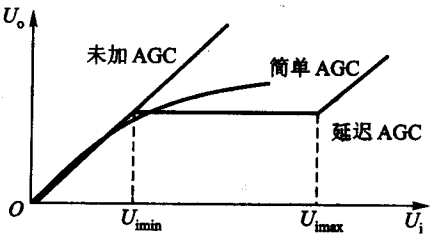


图 8-3　AGC 特性曲线

③ 前置 AGC：前置 AGC 是指 AGC 处于解调以前，由高频(或中频)信号中提取检测信号，通过检波和直流放大，控制高频(或中频)放大器的增益。

④ 后置 AGC：后置 AGC 是从解调后提取检测信号来控制高频(或中频)放大器的增益。

⑤ 基带 AGC：基带 AGC 是整个 AGC 电路均在解调后的基带进行处理。基带 AGC 可以用数字处理的方法完成，这将成为 AGC 电路的一种发展方向。

除此之外，还有利用对数放大、限幅放大－带通滤波等方式完成系统的 AGC。

3. 主要性能指标

AGC 电路的主要性能指标有两个，一是动态范围，二是响应时间。

(1) 动态范围

AGC 电路是利用电压误差信号 u_e 去消除输出信号幅度 U_o 与理想输出电压幅度之间的电压误差的自动控制电路。所以，当电路达到平衡状态后，仍会有误差电压存在。从对 AGC 电路的实际要求考虑，一方面希望输出信号幅度的变化越小越好，即与理想输出电压幅度的误差越小越好；另一方面也希望容许输入信号幅度 U_i 的变化越大越好。也就是说，在给定输出信号幅度变化范围内，允许输入信号幅度的变化越大，表明 AGC 电路的动态范围越宽，性能

越好。

(2) 响应时间

AGC 的响应时间是指从输入信号变化到输出端得到稳定输出信号所需的时间。

AGC 电路是通过对可控增益放大器增益的控制来实现对输出信号幅度变化的限制的，而增益的变化又取决于输入信号幅度的变化。所以，要求 AGC 电路的反应既要能跟得上输入信号幅度的变化速度，又不会出现反调制现象，这就是响应时间特性。

对 AGC 电路的响应时间长短的要求取决于输入信号 U_i 的类型和特点。根据响应时间长短分别有慢速 AGC 和快速 AGC 之分。而响应时间长短的调节由环路带宽决定，主要是低通滤波器的带宽。低通滤波器带宽越宽，响应时间越短，但越容易出现反调制现象。

二、频率反馈控制(AFC)电路

频率反馈控制电路也是无线电设备中常用的反馈控制电路，它利用输入信号(给定值)与输出信号之间的频率误差来调节输出信号的频率，使之在尽可能小的频率误差下，保持稳定。

1. 环路组成

频率反馈环路由混频器、中频放大器、限幅鉴频器(LD)、低通滤波器(LPF)、压控振荡器(VCO)等电路组成，如图 8-4 所示。

输入信号 $u_i(t)$与 VCO 输出信号 $u_v(t)$经混频形成中频信号 $u_o(t)$，该信号中包含着 VCO 与 $u_i(t)$之间指定的中频误差 $\Delta\omega_o(t)$。$u_o(t)$经中频放大并滤除噪声和寄生频率成分后加至限幅鉴频器。限幅鉴频器检测出频率误差，该误差再经低通滤波形成误差控制电压 $u_C(t)$，用以控制 VCO 的频率变化，使中频信号的频率误差减小。这种反馈作用使 VCO 的频率有效地跟踪输入信号的频率。

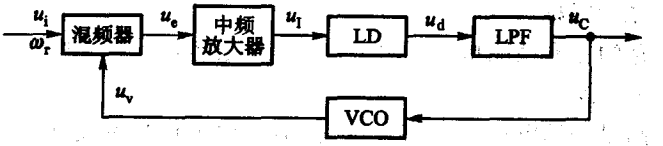


图 8-4 频率反馈环的组成框图

2. 环路各种部件的作用

(1) 混频器

混频器是一个频率比较装置，用来实现输入信号 $u_i(t)$和 VCO 输出信号

$u_v(t)$频率之间的相减运算，其输出差频电压为

$$u_e(t) = U_e\cos[\omega_e t + \theta_e(t)] \tag{8-1}$$

式中，$\omega_e = \omega_i - \omega_v$ 为规定的中频值，它等于限幅鉴频器的中心频率；$\theta_e(t) = \theta_i(t) - \theta_v(t)$是以 $\omega_e t$ 为参考的瞬时相位误差。

(2) 限幅鉴频器

限幅鉴频器的功能是将上述的频率误差转换成误差电压 u_d

$$u_d(t) = f[\Delta\omega_e(t)] \tag{8-2}$$

鉴频特性如图 8-5 所示。通常鉴频特性为“S”形曲线。显然，它围绕零频率点有一段线性鉴频区域，设鉴频特性原点处斜率为 K_d，则在原点附近、近似直线的范围内，鉴频器输出的误差电压为

$$u_d(t) = K_d\Delta\omega_e(t) \tag{8-3}$$

式中，K_d 称为鉴频灵敏度，单位为 V/(rad/s)

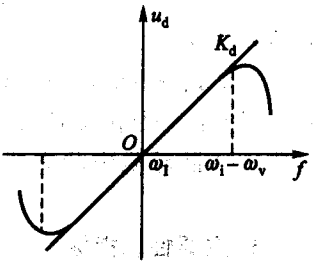


图 8-5　鉴频特性曲线

鉴相器前面的限幅器的作用是除去中频信号的幅度起伏，这样有利于提高鉴频输出的信噪比。

(3) 环路滤波器

频率反馈控制电路一般设置两处滤波器，一处是在中频部分设置中频带通滤波器，另一处是在鉴频器输出端设置基带滤波器。若中频滤波器的频率响应为 $F_I(j\omega)$，则通常可设 $|F_I(j\omega)| = 1$，而对上、下边带成分的振幅响应为：

$$|F_I[j(\omega_e + \Omega)]| = |F_I[j(\omega_e - \Omega)]| = |F_{LI}(j\Omega)| \tag{8-4}$$

式中，$F_{LI}(j\Omega)$为中频滤波器等效低通响应。

通常中频等效低通滤波器的带宽远远大于基带滤波器的带宽，故可将其对环路性能的影响放到基带低通滤波器中综合考虑。因此，环路滤波器应主要考虑鉴频输出端所接的低通滤波器。

(4) 压控振荡器

压控振荡器的作用是将控制电压 $u_C(t)$转变成频率的变化，典型特性如图 8-6 所示，设控制特性直线段的斜率为 K_v，则有

$$\Delta\omega_v(t) = K_v \cdot u_C(t)$$

式中，K_v 称为压控灵敏度，单位为 rad/(s·V)

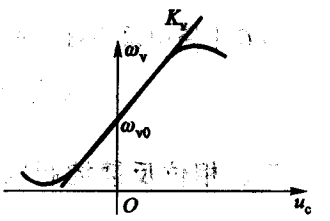


图 8-6　压控振荡器的控制特性

AFC 电路的被控参量是频率。AFC 电路输出的角频率 ω_y 与参考角频率 ω_r 在频率比较器中进行比较，频率比较器通常有两种，一种是

鉴频器，另一种是混频－鉴频器。在鉴频器中，中心角频率 ω_0起参考信号角频率 ω_r 的作用；而在混频－鉴频器中，本振信号角频率 ω_L 与输出信号 ω_y 混频，然后再进行鉴频，参考信号角频率 $\omega_r = \omega_0 + \omega_L$。当 $\omega_y = \omega_r$ 时，频率比较器无输出，可控频率器件输出频率不变，环路锁定；当 $\omega_y \neq \omega_r$ 时，频率比较器输出误差电压 u_e，它正比于 $\omega_y - \omega_r$，将 u_e 送入低通滤波器后取出缓变控制信号 u_C。可控频率器件通常是压控振荡器(VCO)，输出振荡角频率可写成

$$\omega_y = \omega_{y0} + K_c u_C \tag{8-5}$$

式中，ω_{y0}是控制信号 $u_C = 0$ 时的振荡角频率，称为 VCO 的固有振荡角频率，K_c 是压控灵敏度。u_C 控制 VCO，调节其振荡角频率，使之稳定在鉴频器的中心角频率 ω_0 上。

自动频率控制电路是利用误差信号的反馈作用来控制振荡器频率，使之稳定。误差信号是由鉴频器产生的，它与两个比较频率源之间的频率差成正比。显然达到最后稳定状态时，两个频率不可能完全相等，必定存在剩余频差 $\Delta\omega = \left|\omega_y - \omega_r\right|$。

3. 主要性能指标

AFC 电路主要性能指标有瞬态响应和稳态响应以及跟踪特性。

(1) 瞬态响应和稳态响应

AFC 电路的闭环传递函数

$$T(s) = \frac{\Omega_y(s)}{\Omega_r(s)} = \frac{K_p K_c H(s)}{1 + K_p K_c H(s)} \tag{8-6}$$

由此得到输出频率信号的拉普拉斯变换式

$$\Omega_y(s) = \frac{K_p K_c H(s)}{1 + K_p K_c H(s)} \Omega_r(s) \tag{8-7}$$

对上式求逆变换，即可得到 AFC 电路的时域响应，包括瞬态响应和稳态响应。

(2) 跟踪特性

AFC 电路的误差传递函数

$$T_e(s) = \frac{\Omega_e(s)}{\Omega_r(s)} = \frac{1}{1 + K_p K_c H(s)} \tag{8-8}$$

AFC 电路中误差角频率 ω_e 的时域稳态误差值

$$\omega_{e\infty} = \lim_{s \to 0} s\Omega(s) = \lim_{s \to 0} \frac{s}{1 + K_p K_c H(s)} \Omega_r(s) \tag{8-9}$$

三、相位反馈控制电路

相位反馈控制电路又称为锁相环(PLL)，它是一种利用相位误差来消除频率误差的反馈控制电路，因此锁相环是一个相位跟踪系统。根据电路的设计要

求，锁相环可以跟踪输入信号的瞬时相位，也可以跟踪其平均相位，同时环路对噪声还有良好的过滤作用。锁相环的基本特性是：

① 锁定时无频差。假如环路输入固定频率的载波信号，环路入锁之后，输出与输入之间只有一个固定的相位差，不存在频差。这是锁相环区别于其他反馈控制电路的一大特点，用它可实现无误差的频率跟踪。

② 良好的窄带跟踪特性。环路在锁定输入载波信号的同时，可以对噪声进行过滤，完成窄带滤波器的作用。假如输入载波信号的频率因某些因素发生了漂移，通过合理的设计，环路可以跟踪输入信号的频率漂移，同时仍维持窄带滤波的作用，即变成了一个窄带跟踪滤波器。例如，在几十兆赫兹的载频上可以实现几十赫兹的窄带滤波，这是应用其他技术难以实现的。

③ 良好的调制跟踪特性。在输入角调制信号时，通过合理的设计，可使环路的通频带足够宽，使信号的调制频谱全都落入环路带宽之内，这时环路既可以输出经过提纯的已调信号，使得信噪比显著提高，也可以作为解调器输出解调信号，且解调性能明显优于常规的解调器。

④ 门限性能好。锁相环本质上是一个非线性系统，在较强噪声的作用下，同样存在着门限效应。但是它用作调频解调器时，与一般的限幅—鉴频器相比，门限改善可达 5 dB 左右。

锁相环路的应用十分广泛，归纳起来，主要有以下几个方面：

① 调频，调相信号的解调；

② 调幅信号的相干解调(用 PLL 提取相干的基准载波)；

③ 锁相式频率合成。

1. 锁相环的组成与原理

(1) 锁相环的工作原理

锁相环由鉴相器(PD)，环路滤波器(LF)和压控振荡器(VCO)3 个基本部件组成，如图 8－7 所示。

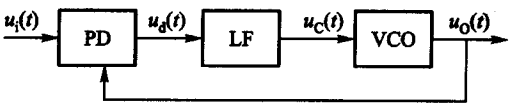


图 8－7　锁相环的基本组成框图

设输入信号为

$$u_i(t) = U_i \sin[\omega_i t + \theta_i(t)] \tag{8-10}$$

输出信号是

$$u_O(t) = U_o \cos[\omega_o t + \theta_o(t)] \tag{8-11}$$

若输入信号为未经调制的载波，则 $\theta_i(t) = \theta_i$ (为常数)。

输出信号的相位$[\omega_o t+\theta_o(t)]$能够跟踪输入信号相位的变化，两者之间的相位差为

$$\theta_e(t)=[\omega_i t+\theta_i]-[\omega_o t+\theta_o(t)]=(\omega_i-\omega_o)t+\theta_i-\theta_o(t) \quad (8-12)$$

在VCO未受控之前$\theta_o(t)$是常数。当环路锁定后，$\theta_o(t)$是时间的函数，而$\theta_e(t)$为一个很小的稳态相位误差，即

$$\frac{d\theta_e(t)}{dt}=\omega_i-\omega_o-\frac{d\theta_o(t)}{dt}=0 \quad (8-13)$$

此时，输出信号已偏离原有的振荡频率，其偏差量由式(8-13)可得：$\frac{d\theta_o(t)}{dt}=\omega_i-\omega_o$，输出信号的频率已变为

$$\frac{d}{dt}[\omega_o t+\theta_o(t)]=\omega_o+\frac{d\theta_o(t)}{dt}=\omega_o+\omega_i-\omega_o=\omega_i \quad (8-14)$$

由此可见，通过锁相环路的相位跟踪作用，最终使压控振荡器的频率ω_o与输入信号的频率ω_i相同，两者之间仅维持了一个很小的稳态相差。

(2) 锁相环的组成

① 鉴相器(PD)。鉴相器是一个相位比较器，用来检测输入信号$u_i(t)$和输出信号$u_o(t)$之间的相位差$\theta_e(t)$。其输出的误差信号$u_d(t)$是相位差$\theta_e(t)$的函数，即

$$u_d(t)=f[\theta_e(t)] \quad (8-15)$$

鉴相器的特性$f[\theta_e(t)]$可以是多种多样的，如三角特性、锯齿特性、正弦特性等。常用的正弦鉴相器可由模拟乘法器和低通滤波器串接而成，如图8-8(a)所示。

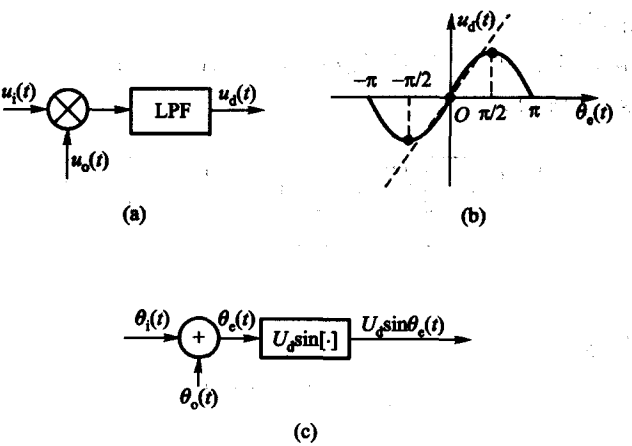


图8-8 鉴相器的组成、特性及数学模型

(a) 正弦型鉴频器组成；(b) 正弦鉴相特性；(c) 正弦鉴相器的数学模型

设输入信号为

$$u_i(t) = U_i \sin[\omega_o t + \theta_1(t)] \tag{8-16}$$

输出信号为

$$u_o(t) = U_o \cos[\omega_o t + \theta_2(t)] \tag{8-17}$$

将上述两信号加于模拟乘法器之后，输出为

$$K_m u_i(t) u_o(t) = K_m U_i \sin[\omega_o t + \theta_1(t)] U_o \cos[\omega_o t + \theta_2(t)]$$

$$= \frac{1}{2} K_m U_i U_o \sin[2\omega_o t + \theta_1(t) + \theta_2(t)] + \frac{1}{2} K_m U_i U_o \sin[\theta_1(t) - \theta_2(t)] \tag{8-18}$$

式中，K_m 为模拟乘法器的系数，单位为 1/V。上式中含有 $2\omega_o$ 的频率分量，该项可被模拟乘法器输出端所接的低通滤波器抑制掉，故输出电压为

$$u_d(t) = \frac{1}{2} K_m U_i U_o \sin[\theta_1(t) - \theta_2(t)]$$

$$= U_d \sin\theta_e(t) \tag{8-19}$$

式中，$U_d = \frac{1}{2} K_m U_i U_o$ 为鉴相器输出的最大误差电压。

$$\theta_e(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t) = \Delta\omega_o t + \theta_i(t) - \theta_o(t) \tag{8-20}$$

为两相乘电压的瞬时相位差。

鉴相器的鉴相特性如图 8-8 (b)所示，数学模型如图 8-8 (c)所示。

② 环路滤波器(LF)。环路滤波器具有低通特性，可以起到图 8-8 (a)中低通滤波器的作用，更重要的是它对环路参数调整起决定性的作用，对环路各项性能都有重要的影响。

环路滤波器是一个线性电路，通常是由 *RC* 元件和运算放大器组成的有源滤波器。在时域分析中可以用一个传输算子 $F(p)$表示，其中，$p = \mathrm{d}/\mathrm{d}t$ 是微分算子；在频域分析中可以用传递函数 $F(s)$来表示，其中，$s = \alpha + \mathrm{j}\Omega$ 是复频率；若用 $s = \mathrm{j}\Omega$ (令实部等于零)代入 $F(s)$就得到它的频率响应 $F(\mathrm{j}\Omega)$。环路滤波器的模型如图 8-9 所示。

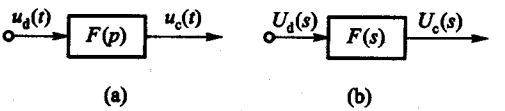


图 8-9　环路滤波器模型

(a) 时域模型；(b) 复频域模型

常用的环路滤波器有 *RC* 积分滤波器、无源比例积分滤波器和有源比例积分滤波器三种。分别示于图 8-10 (a)、(b)和(c)。其传输函数分别为

(a) *RC* 积分滤波器：

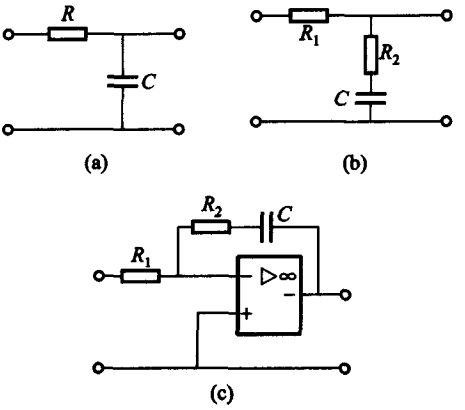


图 8-10 环路滤波器

(a) RC 积分滤波器；(b) 无源比例积分滤波器；(c) 有源比例积分滤波器

$$F(s)=\frac{1}{1+s\tau_1} \tag{8-21}$$

式中，$\tau_1=RC$ 是时间常数，它是唯一的可调参数。所以是最简单的低通滤波器。

(b) 无源比例积分滤波器：

$$F(s)=\frac{1+s\tau_2}{1+s\tau_1} \tag{8-22}$$

式中，$\tau_1=(R_1+R_2)C$，$\tau_2=R_2C$，它们是两个独立的可调参数。当频率很高($s\to\infty$)时，有

$$F(s)\Big|_{s\to\infty}=\frac{R_2}{R_1+R_2} \tag{8-23}$$

是电阻的分压比，这就是滤波器的比例作用。从相频特性看，$1+j\Omega\tau_2$ 为相位超前因子，有利于改善环路的稳定性。

(c) 有源比例积分滤波器：

$$F(s)=-A\frac{1+s\tau_2}{1+s\tau'_1} \tag{8-24}$$

式中，$\tau'_1=(R_1+AR_1+R_2)C$，$\tau_2=R_2C$，A 是运算放大器无反馈时的电压增益。若 A 很高，则 $\tau'_1\approx AR_1C$，即

$$F(s)\approx -A\frac{1+s\tau_2}{1+AR_1C}\approx -A\frac{1+s\tau_2}{AR_1C}=-\frac{1+s\tau_2}{s\tau_1} \tag{8-25}$$

式中，$\tau_1=R_1C$，负号表示倒相。假如原来环路工作在鉴相特性的正斜率处，那么，加入有源倒相的环路滤波器之后，环路就自动地工作在鉴相特性的负斜

率处。其负号与有源滤波器的符号相消，因此，这个负号对环路的工作没有影响，分析时可不予考虑。与无源比例积分滤波器一样，因子$(1+s\tau_2)$在高频时也具有低通特性和比例作用，相频特性也具有超前校正的作用，有利于环路的稳定工作。

③ 压控振荡器(VCO)。压控振荡器是一个电压—频率变换装置，在锁相环中作为被控振荡器，即控制对象。不论以何种振荡电路或控制方式构成的 VCO，它的特性总可以用瞬时频率 $\omega_v(t)$与控制电压 $u_c(t)$之间的曲线表示。若以特性曲线的线性区域的中心点为静止工作点，并以此作为坐标原点，所得 $\omega_v \sim u_c$ 曲线如图 8-11 所示。

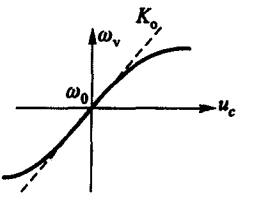


图 8-11　VCO 的控制特性

控制特性的中心频率为未加控制电压时的固有振荡频率 ω_0，ω_v 以 ω_0 为中心变化，在较大范围内呈线性关系，即

$$\omega_v(t) = \omega_0 + K_0 u_c(t) \tag{8-26}$$

式中，K_0 是线性特性斜率，表示单位控制电压可使压控振荡器角频率变化的大小，又称控制灵敏度，单位是 rad/(V·s)。

实际应用中，VCO 的控制特性的线性范围是有限的。超出这个范围之后，控制灵敏度会下降，图 8-11 中的实线表示实际控制特性，虚线表示线性控制特性，在环路分析中，通常以虚线作为 VCO 控制特性的近似。

由于 VCO 的输出反馈到鉴相器上，对鉴相输出误差电压 $u_d(t)$起作用的不是瞬时角频率，而是瞬时相位，可由式(8-26)积分求得

$$\int_0^t \omega_v(\tau)\,\mathrm{d}\tau = \omega_0 t + K_0 \int_0^t u_C(\tau)\,\mathrm{d}\tau$$

即

$$\theta_2(t) = K_0 \int_0^t u_C(\tau)\,\mathrm{d}\tau \tag{8-27}$$

改写成算子形式为　$\theta_2(t) = \dfrac{K_0}{p} u_C(t)$。

由此可见，VCO 在锁相环中起了一次积分作用，因此也称为环路中的固有积分环节。它使锁相环即使在没有环路滤波器的情况下，也是Ⅰ型环路，从而能很好地跟踪相位阶跃和频率阶跃信号。VCO 的数学模型如图 8-12 所示。

前面总结了环路的三个基本部件的特性和模型，在此基础上就可以得到锁相环的模型和动态方程。

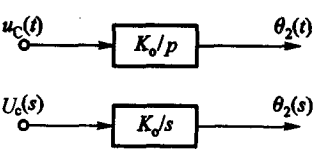


图 8-12　VCO 的时域模型和复频域模型

(3) 相位模型与动态模型

将前述的三个模型连接起来，即可得到环路的数学模型，如图 8-13 所示。

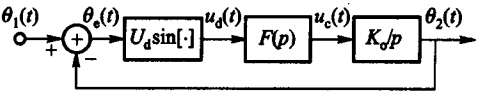


图 8-13 锁相环的模型图

由此可得环路的动态方程：

$$p\theta_e(t) = p\theta_1(t) - KF(p)\sin\theta_e(t) \tag{8-28}$$

式中，$K = K_0 U_d$ 为环路增益，U_d 是最大误差电压。U_d 与 K_0 之积为压控振荡器的最大频偏量，因此 K 具有频率的量纲，其单位取决于 K_0 的单位。若 K_0 的单位是 rad/(s·V)，则 K 的单位是 rad/s；若 K_0 的单位是 Hz/V，则 K 的单位是 Hz。

环路动态方程包含了锁相环的全部特性：等式左边是环路的瞬时频差；等式右边第一项 $p\theta_1(t) = \omega_i - \omega_c = \Delta\omega_0$ 是固有频差；等式右边第二项是控制电压引起压控振荡频率 $\omega_v(t)$ 相对于自由振荡频率 ω_0 的频率偏移——控制频差，于是，动态方程构成有如下关系

瞬时频差 = 固有频差 − 控制频差

一般情况下，环路动态方程是非线性微分方程，这是因为环路中包含了非线性环节的鉴相器。但是当 $\theta_e(t) < 0.5$ rad 时，可认为 $\sin\theta_e(t) \approx \theta_e(t)$，而满足此条件时，鉴相器工作在特性曲线的原点附近，特性曲线可视为斜率为 K_d 的直线，于是，线性化环路动态方程为

$$p\theta_e(t) = p\theta_1(t) - K_0 K_d \theta_e(t) \tag{8-29}$$

令 $K_0 K_d = K$ 为环路增益，则

$$p\theta_e(t) = p\theta_1(t) - K\theta_e(t) \tag{8-30}$$

相应的线性相位模型如图 8-14 所示。

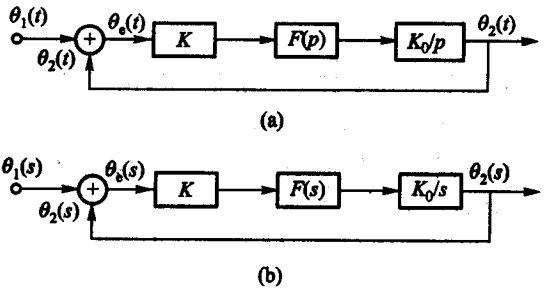


图 8-14 线性相位模型

(a) 线性相位模型的时域形式；(b) 线性相位模型的复频域形式

2. 锁相环工作过程的定性分析

(1) 锁定状态

当环路输入一个频率和相位都不变的信号时，动态方程中等式右边第一项 $\theta_1(t)=\Delta\omega_0 t+\theta_i$，故 $p\theta_1(t)=\Delta\omega_0$ 为常数，代入动态方程得

$$p\theta_e(t)=\Delta\omega_0-KF(p)\sin\theta_e(t) \tag{8-31}$$

若通过环路的调整作用，使控制频差等于固有频差，这时 $\theta_e(t)$趋向于一个固定值，即 $\lim\limits_{t\to\infty}\dfrac{d\theta_e(t)}{dt}=0$，并保持下去，则认为环路进入锁定状态。

在进入锁定状态后，被控量 f_v 与输入量 f_i 相等，两者之间维持的稳态相差 $\theta_e(\infty)$为常数，这是维持误差电压与控制电压所必需的，若没有稳态相差，控制电压就会消失，压控振荡器的频率又将回到自由振荡频率 f_0，环路失锁。锁定时只存在稳态相差 $\theta_e(\infty)$而没有频差(因 $f_v=f_i$)，这是锁相环的一个重要特性。当然，对于固有频差太大的情况，环路即使通过频率牵引也可能始终进入不了锁定，这时只能调整环路参数(如调整 VCO 的自由振荡频率 ω_0，加大环路增益等)使环路入锁。

(2) 跟踪状态

如前述频率和相位不变的输入信号，环路能够对其锁定，这是对一个锁相环最基本的要求：对于频率和相位不变的输入信号能够锁定的环路。对于频率和相位不断变化的信号就有可能经过环路的作用，使 VCO 的频率和相位不断地跟踪输入频率的变化，这时环路所处的状态称为跟踪状态。换言之，环路的锁定状态是对频率和相位都固定的输入信号而言的；环路的跟踪状态是对频率和相位变化的输入信号而言的。若环路既不处在锁定状态，又不处在跟踪状态，则处在失锁状态。

实用的锁相环在锁定状态下的稳态相差 $\theta_e(\infty)$是比较小的。锁定之后，若输入信号的频率和相位发生变化，则 $\theta_e(t)$是变化的。若在整个过程中，$\theta_e(t)$始终较小，则动态方程中的 $\sin\theta_e(t)$可近似视为 $\theta_e(t)$，这样的系统就近似为线性系统。应再次强调，线性跟踪以环路锁定为前提。

对于二阶系统跟踪性能的分析是工程上最重要的分析方法。首先将环路动态方程(非线性动态方程)线性化，得到二阶线性微分方程，进而求解该二阶线性微分方程获得二阶锁相环时域和频域的各项性能指标；对于高阶系统跟踪性能的分析常常以二阶系统作为近似，而后再做一些必要的修正。

(3) 差拍状态和频率牵引现象

显然也存在一种 $\Delta\omega_0$ 介于失锁与锁定之间的情况，例如开机，换频或由开环切换到闭环等，初始状态下的环路总是失锁的，因此，环路需经历一个由失锁进入锁定的过程，该过程称为捕获过程。

输入参考频率差值 $f_i - f_v$ 过大时，差拍信号的拍频较高，经环路滤波器时有一定的衰减，加到 VCO 上使 f_v 的摆动范围较小，摆不到 f_i 上，因而鉴相器输出电压不会即刻变为直流，仍是一个差拍电压。VCO 输出频率受拍频电压的调制(调频波)，因而，鉴相器输出的是正弦波(频率为 ω_r)和调频波的差拍。这时，鉴相器输出为一个上下不对称的差拍电压。非正弦差拍波的直流分量对锁相环非常重要，也就是说因为差拍波不对称，所以含有一定的直流成分，正是由于该直流分量，才产生了频率的牵引。经环路滤波器的积分作用，产生不断累积的控制电压作用于 VCO，使 VCO 的平均频率向 ω_r 靠近，使两信号的频差减小，这样，PD 输出的差拍波的拍频率愈来愈低，LF 对其衰减愈来愈小，直流电压的累积愈来愈大，驱使 f_v 愈来愈快地移向 f_i，直到 $f_v = f_i$，环路稳定下来，PD 的输出信号由拍频波变为直流电压，环路进入稳定状态。

3. 环路的跟踪性能

通过对环路方程时间响应的分析可以得到锁相环暂态过程及稳态响应的性能，从而可以得到各种环路跟踪性能的指标，如稳定性、准确性、快速性等。研究环路对输入正弦信号的响应，可以得到环路的频率响应特性，从环路的频率响应中可以得到锁相环对信号和噪声过滤性能好坏的重要信息。

根据系统阻尼系数 ξ 值的大小，二阶系统可能是振荡型的也可能是非振荡型的。一旦出现负阻尼，系统就不稳定了，这是绝对不允许的。但并非说阻尼选得大了就好，阻尼大时，环路的稳定度高，但系统的响应速度降低了。ω_n 是另一个重要参数，在 ξ 确定的条件下，ω_n 愈大，响应速度愈快；然而，ω_n 的大小还要受到频域指标(如系统带宽、抗扰度)的限制。在设计系统时，要通观全局，综合平衡，适当选取 ω_n 和 ξ 的值。系统的 ω_n 和 ξ 要合理地分配给电路的各个参数(K、τ_1、τ_2)。这是设计时应斟酌的问题。

四、频率合成器

频率合成器是利用一个高稳定度和高准确度的参考频率，经过频率的加、减、乘、除运算，生成大量离散的频率输出。频率合成的基本方法有如下三种：

1. 直接式频率合成法

直接式频率合成器的工作原理是将参考频率进行混频、分频和倍频得到输出频率，其输出频率的准确度和稳定度与参考频率的相同。直接式频率合成器是一个开环系统。

直接式频率合成器的显著特点是：分辨率高(10^{-2} Hz)、频率转换速度快($<100\ \mu s$)、工作稳定可靠、输出信号的频谱纯度高等；最大的缺点是体积大、笨重、成本高。

2. 间接式频率合成或锁相频率合成法

间接式频率合成器又称为锁相频率合成器，它是利用锁相环构成频率合成器。锁相频率合成器有以下几类：

(1) 倍频锁相环

① 脉冲式倍频环。在图 8－15 中，输入 f_i 经脉冲形成电路 PFC 形成具有丰富谐波分量的窄脉冲，f_i 的第 N 次谐波与 VCO 输出信号在鉴相器 PD 中进行相位比较，当环路锁定时，必有 $f_o = Nf_i$。改变 PFC 滤波器的中心频率，则可改变倍频系数 N。

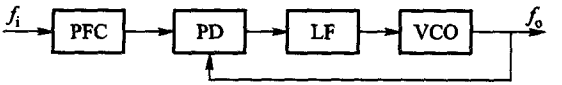


图 8－15　脉冲式倍频环

② 数字式倍频环。数字式倍频环的组成如图 8－16 所示。反馈电路是数字分频器，若分频次数为 N，则鉴相器 PD 对输入频率 f_i 与输出频率 f_o 经分频后的频率 f_o/N 进行相位比较，当环路锁定时，有 $f_i = f_o/N$，即 $f_o = Nf_i$。

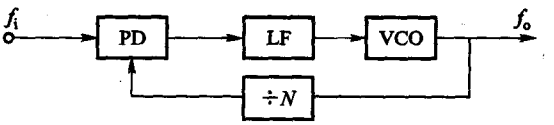
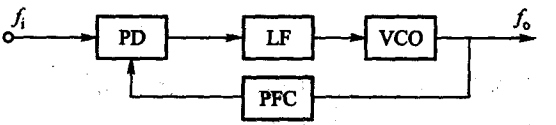
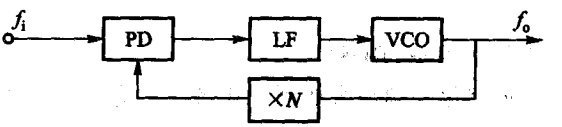


图 8－16　数字式倍频环

以上两个环路都是对标准频率进行了乘法运算，如果对标准频率进行除法运算，即可构成分频锁相环，如图 8－17 (a)、(b)所示，它们的分析方法与倍频锁相环相仿。



(a)



(b)

图 8－17　分频锁相环

(2) 混频锁相环

这种频率合成法利用锁相环对输入频率 f_i 进行加、减运算。它的组成特点是在反馈中加入混频器 M (M^+ 为和频式——取和频分量，M^- 为差频式——取差频分量)和带通滤波器 BPF，如图 8-18 所示。

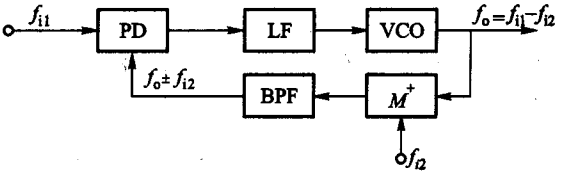


图 8-18 混频锁相环

图中，混频器为和频式，所以合成器输出频率为 $f_o = f_{i1} - f_{i2}$。若混频器为差频式，则合成器输出频率为 $f_o = f_{i1} + f_{i2}$。

(3) 除法降频法

除法降频法原理框图如图 8-19 所示。这种方法的原理是：利用固定分频器和程序分频器把 VCO 输出频率一次或多次降低至鉴相器的频率水平，再与参考频率在 PD 中进行比相，使之锁定在参考频率上。据前原理，合成器输出频率为 $f_o = N(Mf_r)$。

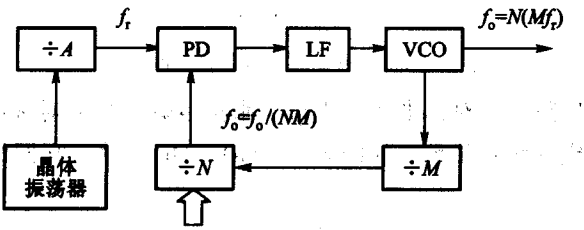


图 8-19 除法降频法原理框图

这种合成方法的最大好处是，在程序分频器前端加了一个固定模数 M 的前置分频器(在可编程分频器的上限频率不能满足合成器工作频率的情况下，加固定模数的前置分频器——目前可达 GHz 量级)，从而使合成器的工作频率可以做得很高。

3. 直接数字式频率合成(DDS)

DDS 是一种全数字化的频率合成器。用数字的方法实现频率合成的基本思想是，在存储器存入正弦波的 N 个间隔均匀的样值，然后以匀速把这些样值传输给数模变换器，将其变换成模拟信号。DDS 在相对带宽、频率转换时间、相位连续性、高分辨力等一系列指标方面，已远远超过了传统频率合成器所能

达到的水平。

DDS 是由频率控制寄存器(FCR)、相位累加器(PA)、查寻表 ROM (LUT)、数模转换器(DAC)和镜像滤波器(LPF)组成的，其结构如图 8－20 所示。

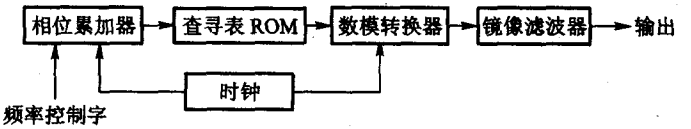


图 8－20　DDS 结构框图

任何波形的时域形式都是时间与振幅的一种对应关系，这是由波形的三个参数——频率、相位和幅度决定的。事实上，对于一种确定的波形，其相位和振幅的关系也是确定的。DDS 就是利用相位和幅度的确定关系来实现波形存储的，即是将一个周期的正弦波形按照一定的相位间隔和振幅存在 ROM 当中。根据采样定理再现各采样时刻的振幅即得所要合成的信号。理论上，合成信号的频率不超过采样时钟频率的一半。采样时钟一定，信号频率不同，样点数也不同。这样一来，就可以根据采样时钟频率以及相位累加器的位数计算出与所要合成的频率相对应时间间隔，即频率控制字，相位累加器在时钟的触发下对该频率控制字进行累加，即产生信号的相位，然后去寻址 ROM，得到采样时刻的幅度信息，再经过 DAC 形成模拟波形，该模拟信号最后经镜像滤波后就得到所要合成的信号。

设 DDS 的时钟频率为 f_c，相位累加器的位数为 N，当频率控制字为 K 时，即得到 DDS 的输出频率为

$$f_o = \frac{K}{2^N} f_c \tag{8-32}$$

由此可见，DDS 相当于一个分频器。当 $K=1$ 时，即得到 DDS 的频率分辨率

$$f_r = \frac{1}{2^N} f_c \tag{8-33}$$

DDS 的结构表明，DDS 输出信号的频率分辨率由相位累加器的位数决定，相位分辨率由 ROM 的寻址位数决定，幅度分辨率由 DAC 的位数决定。

DDS 的不足之处主要有两点：一是杂散分量丰富，这些杂散分量主要是由相位舍位、幅度量化和 DAC 的非理想特性引起的；二是输出频带受限，DDS 的最高输出频率一般被限制在 $0.4f_c$ 以下，但随着高速 ECL 和 GaAs 器件的出现，频带限制已得到明显改善。

4. DDS 与 PLL 的比较

DDS 和 PLL 是两种频率合成技术，其频率合成的方式是不同的。DDS 是一种全数字开环系统，而 PLL 是一种模拟闭环系统。由于合成的方式不同，因而

各自都具有其特有的优点和不足，从设计 DDS 和 PLL 需考虑因素的比较就可以看出这两种频率合成技术的差异。

在 PLL 中，频率分辨率是不会很高的，其高低还与其他的性能指标有关；而 DDS 的分辨率只取决于相位累加器长度 N 和时钟频率 f_c，可以做到 mHz。从建立时间看，DDS 的建立时间是非常小的，可达 ns 级；而 PLL 由于闭环的原因建立时间较长，一般在 ms 级。在输出带宽上，DDS 的输出带宽与 f_c 有关，输出频率 $f_o \leqslant f_c/2$；而 PLL 一般的输出频率 $f_o > f_c$。DDS 输出的可认为是低通信号，而 PLL 输出的可认为是带通信号。频率覆盖范围是这两种技术都要考虑的问题。在频率纯度上，对 DDS 而言，由于 $f_o \leqslant f_c/2$，相对于参考频率源，其相位噪声以 $20\lg(f_o/f_c)$ 改善，因此，只考虑杂散信号的影响即可；而 PLL 要考虑相位噪声和杂散信号的影响，这两种影响谱纯度的因素与 PLL 的环路参数有关。复杂度、功耗和成本是这两种技术都必须考虑的问题。

DDS 和 PLL 这两种频率合成方式不同，各有其独有的特点，不能相互代替，但可以相互补充。将这两种技术相结合，可以达到单一技术难以达到的结果。

第二节 重点与难点

本章主要介绍反馈控制电路，包括自动增益控制(AGC)电路、自动频率控制(AFC)电路和自动相位控制(APC)电路或锁相环(PLL)，以及频率合成器电路，重点在锁相环和频率合成器。AGC、AFC 和 PLL 都属于反馈控制电路，其基本组成都是由比较器、控制信号发生器、可控器件和反馈网络四部分组成的一个负反馈闭合环路(如图 8－1 所示)，其工作原理是相似的，不同的是其控制的参数。因此，这三种电路具有许多共性。频率合成器作为一种频率源，被广泛地应用于各种通信与电子系统中。

一、本章的重点

① 反馈控制电路的概念、组成、原理及性能指标等，三种反馈控制电路(AGC、AFC 和 PLL)的关系和异同。

② AGC 电路可用于控制接收通道的增益，它以牺牲增益为代价，换取输入信号动态范围的扩大，使输出几乎不随输入信号的强弱变化而变化。AGC 电路由电压比较器、误差信号控制电路、可控增益放大器和检波器四部分组成，是一个负反馈闭合环路，它利用电压误差信号来消除输出信号振幅与要求信号振幅之间的误差。AGC 电路可分为简单 AGC、延迟 AGC、前置 AGC、后置 AGC 与基带 AGC 等形式，不同形式的电路有不同的应用环境。AGC 电路的应用方式可分为

电平跟踪和调制跟踪两类，应注意，LPF 带宽在两种不同应用时的选择。AGC 电路的性能指标主要包括暂稳态响应、动态范围和频率响应等。

③ AFC 电路主要用于稳定通信与电子系统中的频率源。AFC 电路由频率比较器、低通滤波器和可控频率器件三部分组成，是一个负反馈闭合环路，它利用频率误差信号来调节输出信号的频率，使输出频率稳定。AFC 电路在达到最后稳定状态时，两个频率不可能完全相等，存在剩余频差。在无线电技术中，AFC 也有两类用途，其一是利用载波跟踪特性做自动频率控制用，其二是利用调制跟踪特性做门限调频(或调相)解调器用。

④ PLL 电路是以消除频率误差为目的的反馈控制电路。但其基本原理是利用相位误差去消除频率误差，所以，当电路达到平衡状态时，虽然有剩余相位误差存在，但频率误差可以降低到零，从而实现无频率误差的频率跟踪和相位跟踪。PLL 电路由鉴相器、环路滤波器和电压控制振荡器三个基本部件组成。

⑤ PLL 的工作原理是：鉴相器把输出信号和参考信号的相位进行比较，产生一个反映两信号相位差大小的误差电压，经过环路滤波器的过滤得到控制电压。控制电压调整 VCO 的频率向参考信号的频率靠拢，直至最后两者频率相等且相位同步实现锁定。锁定后两信号之间的相位差表现为一固定的稳态值。

综上所述，AGC 电路、AFC 电路及 PLL 电路的被控参量分别是信号的电平、频率和相位，因而在组成上分别采用电平比较器、鉴频器和鉴相器取出误差信号，然后分别控制可控增益放大器的增益、VCO 的频率和相位，使输出信号的电平、频率及相位稳定在预先设定的参量上，或者跟踪参考信号的变化。三种电路中都包含 LPF，其阶数和时间常数将影响电路的暂态响应。三种电路分别存在电平、频率和相位方面的剩余相差——稳态误差。为了减小稳态误差，应提高环路的增益，但稳态误差不可能为零。

⑥ PLL 的基本特性：当环路处于正常工作状态(锁定或跟踪)时，具有以下四个方面的特性。(a)锁定特性：环路锁定在固定频率后，两信号的频差为零，仅存在一个很小剩余相差，这是 AFC 做不到的。基于这一特性，PLL 在自动频率控制与频率合成技术方面获得了广泛的应用；(b)载波跟踪特性：环路能跟踪输入信号载频产生的缓慢漂移。在这种情况下，环路被设计成窄带，又称窄带环。基于这一特性，PLL 可用来提取输入已调信号的载波，也可提取淹没在噪声中的某特定信号；(c)调制跟踪特性：环路能跟踪输入信号的相位调制(瞬时频率)。在这种情况下，环路被设计成宽带，又称宽带环。基于这一特性，PLL 可用来做调频信号的解调器；(d)低门限特性：环路中有鉴相特性的固有非线性，使 PLL 在噪声作用下，存在门限效应。理论与实践表明，对载波

的跟踪环可以从 -20 ~ -30 dB 信噪比的信号中提取出有用信号。与普通门限鉴频器相比，对调制信号的跟踪环有 4 ~ 5 dB 的门限扩展，这一技术在卫星通信的调频解调器中被广泛采用。

⑦ PLL 的主要性能指标。我们可以用“稳”、“准”、“快”、“可控”和“抗扰”五大指标衡量 PLL 性能的优劣。(a)“稳”指环路的稳定性。PLL 的稳定是它工作的前提条件，若环路由负反馈变成了正反馈，就不稳定了。理论分析表明，一、二阶环路是无条件稳定环。(b)“准”指环路的锁定精度。PLL 锁定后没有频差，只有剩余相差，所以锁定精度由剩余相差来表征，我们希望剩余相差越小越好。(c)“快”指环路由失锁进入锁定状态的时间，所以锁定时间由捕获时间来表征，我们希望快捕时间与捕获时间越短越好。(d)“可控”指环路能进入锁定与维持锁定的频差范围，通常前者以快捕带与捕获带来表征，而后者以同步带来表征。我们希望捕获带和同步带越大越好，这样环路的可控能力就越强；(e)“抗扰”指环路对干扰或噪声的过滤能力。这种能力可由环路信噪比、输出相位抖动方差、失锁概率等表征。对此，本课程未涉及。

⑧ 频率合成器作为一种频率源，被广泛地应用于通信与电子系统中。频率合成器分为三类：直接式频率合成器、间接式即锁相式频率合成器和直接式数字频率合成器，这三种方式产生频率的方式不同，其性能指标和特点也不同。直接式频率合成器是直接对参考频率源进行混频、分频和倍频得到所需频率，是一个开环系统；锁相频率合成器是利用锁相环进行频率合成，是一个闭环系统；直接式数字频率合成器是一种全数字化的频率合成器，是一个开环系统。

⑨ 频率合成的方法、原理、组成、性能指标和特点。不同类型的频率合成器其频率合成的原理是不同的，因而其能达到的性能指标也各异。频率合成器的主要指标包括：频率准确度和频率稳定度、频率分辨率(频率步长)、频率范围、频率转换时间(或频率建立时间)、相位噪声和杂散、功耗和体积等。

⑩ 在基本的锁相频率合成器的基础上，为提高其性能，可采用加前置分频器、环内加混频器以及变模分频锁相频率合成器、小数分频锁相频率合成器以及多环锁相频率合成器等方式。集成锁相环将鉴相器、参考分频器、分频器甚至压控振荡器集为一体，为锁相频率合成器的实现奠定了很好的基础。将锁相频率合成器与直接式数字频率合成器相结合，两者相互取长补短，使其应用环境更加宽阔。

二、本章的难点

① 图 8 - 1 给出了反馈控制系统的结构图，它集中反映了 AGC、AFC 和 PLL 电路所具有的共性，表示了对受控参数的控制方法和传递过程，建立了系

统在传递信号过程中的数学关系，是分析和计算反馈系统传递函数的工具。

② AGC 的反馈控制原理、控制电压的形成、自动修正输出量的能力、AGC 电路的形式及应用方式。

③ AFC 的反馈控制原理、频差电压的获取、受控量频率与电压之间的关系、频率控制的精确度。

④ PLL 的反馈控制原理、相差电压的形成、受控量相位与控制电压间的关系、相位控制的精确度、数学模型的建立。

⑤ 一阶 PLL 环的分析方法和基本性能、一阶环给出的基本概念(捕获、锁定、失锁、同步带和捕获带)。

⑥ 二阶 PLL 环路的线性分析、同步状态下二阶环路的性能指标：(a)典型输入信号激励下的时间响应，通过暂态响应分析获得稳定性和快速性的指标；通过稳态响应分析获得跟踪精度指标。(b)在正弦调相信号激励下，可以得到环路的频率响应特性，以频率响应来衡量 PLL 对信号和噪声、干扰的过滤能力。二阶系统的响应以 ω_n 和 ξ 来描述，环路的参数是以 τ_1、τ_2 和环路增益 K 表征的，两组参数间的关系随环路的参数(ω_n、ξ)变化而变化。(c)PLL 的典型应用方式。

⑦ 频率合成器的概念，直接式频率合成器、锁相频率合成器和直接式数字频率合成器的工作原理、组成、性能指标及特点等。

第三节　典型例题分析

例 8－1　图 8－21(*a*)是具有 AGC 功能的电视接收机功能框图，试问：①电视机中为什么要加入 AGC 电路，并分析其工作原理。②若当 $u_i < 50\ \mu V$ 时，AGC 不起作用，则高、中放电路都为

$$T_e(s)=\frac{\Omega_e(s)}{\Omega_r(s)}=\frac{1}{1+k_p k_c H(s)}$$

最大增益状态；当输入信号的振幅 $U_{imin}=50\ \mu V$ 时，中放 AGC 起控，对应的输出信号振幅 $U_{omin}=1\ V$；当 $U_{imax}=5\ mV$ 时，中放 AGC 维持其增益，高放 AGC 起控，对应的 $U_{omax}=1.4\ V$。试画出 AGC 特性曲线并分析如何限制 AGC 电路的带宽。

题意分析：电视机在接收的地点和频道不同时，接收效果有很大差异，距电视台近的场强高达数毫伏每米，距电视台远的仅有几十微伏每米，相差一万倍以上。可见，电视机更换频道时，信号强弱有很大差别，各频道的信号经过接收机同一通道进行变换和放大，如果没有 AGC 电路，则有的频道能正常收看，有的频道同步不稳、彩色失真、图像层次减小、收看效果较差，有的频道

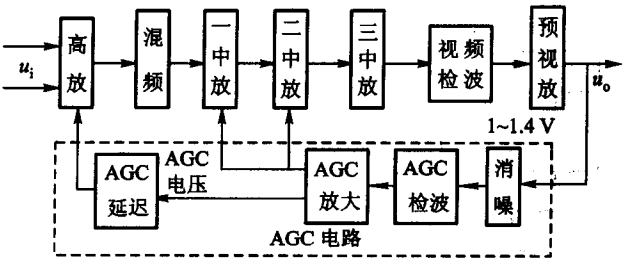
无法正常收看；AGC 的应用方式分调制跟踪和电平跟踪两种，电视机中的 AGC 具有电平跟踪的特征，即 AGC 电压不能因图像内容的变化而变化。当抗干扰电路输入端的信号 $U_o < 1$ V 时，中、高放电路均为最大增益状态；当 U_o 在 1～1.4 V 之间时，中放受控，增益可下降 40 dB；当 $U_o > 1.4$ V 时，中放 AGC 维持其增益，高放 AGC 开始起作用。

解：AGC 系统包括高频放大、中频放大、视频检波和虚线框内的 AGC 电路这一整套反馈系统，其中，虚线框内的 AGC 电路仅是产生缓变电平的部分。当天线输入信号 u_i 的振幅加大时，视频放大器的输出 u_o 的振幅加大，将视频信号的振幅变换为直流后，其电平也增大，经 AGC 放大器放大后去控制中放级和高放级的增益，使增益减小。反之，当 u_{in} 减小时，AGC 作用使增益增大。显然 AGC 电路中传输的是电平信息，但从 AGC 的作用来看，它使增益变化，所以相当于交流负反馈，反馈系数并非常数，而是随输入信号变化的函数。AGC 电压加到中放级和高放级上，延迟电压对中放级和高放级是不同的。首先使中放延迟起控，这是第一次延迟，此时高放增益保持最高；当输入幅度继续加大时，中放增益将随之下降，直至高放 AGC 起控，这是第二次延迟，总增益仍然是下降的，这样有利于保持较高的灵敏度和弱信号时的信噪比。一般，高放的延迟电压比中放的延迟电压高 25～30 V。

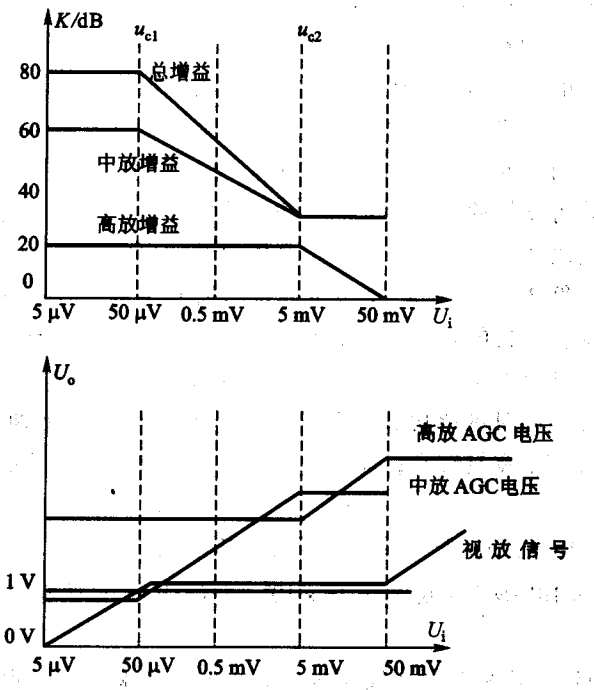
图 8－21 (b)为根据题意画出的 AGC 特性。由图可见，当天线输入的信号 $u_i < 50$ μV 时，AGC 不起作用，中放和高放的增益都很高，输出信号与输入信号呈线性关系，此时，总增益为 86 dB，即中放增益 66 dB，高放增益 20 dB。当 $U_i \geqslant 50$ μV时，中放 AGC 起控，其间，当 $U_i = 5$ mV 时，中放增益下降到 26 dB，也即输入信号加大了 40 dB，中放增益下降了 40 dB，维持输出电压 u_o 平稳。当输入信号 u_{in} 进一步加大时，中放增益维持不变，高放 AGC 开始起控，其间，当 u_i 由 5 mV 增加到 50 mV 时，高放增益下降到 0 dB，U_o 维持平稳，随着输入信号幅度加大(大于 50 mV)，AGC 失去控制作用，输出信号 U_o 又是输入信号 U_i 的线性函数。所以，AGC 控制范围为 50 mV/50 μV = 1 000 倍，即 60 dB。

全电视信号小于 50 μV 时，高、中频放大均处于最大增益状态；全电视信号在 50 μV～ 5 mV 之间时，中放受控增益应下降 40 dB；全电视信号大于 5 mV 时，中放 AGC 维持其增益平稳，高放 AGC 开始起控，使高放增益下降大于 50 mV 后，AGC 失控。AGC 的控制范围达 60 dB。

讨论：上例说明，如果输入的是调幅信号，为了使视频信号稳定在一定的幅度范围内，应自动调节高、中频放大器的增益，为保证接收机的增益随输入幅度的强弱而变，则应限制 AGC 电路的带宽，AGC 电路中应加低通滤波器，且应设计为窄带，其带宽应小于最低调制频率，使可控增益放大器的增益不受



(a)



(b)

图 8－21　电视接收机 AGC 系统
(a) 系统框图；(b) 特性图

图像内容的影响。事实上，电视机中的 AGC 电压是从行同步脉冲上取得的，与图像内容无关。

例 8－2　调幅负反馈电路的组成如图 8－22 所示，试分析它是如何利用包络负反馈来克服高频功率放大器的非线性失真并稳定输出功率的？

题意分析：本题是应用于调制跟踪的实例，通过本题的分析，进一步说明 AGC 电路的广泛应用及在系统中的重要作用。

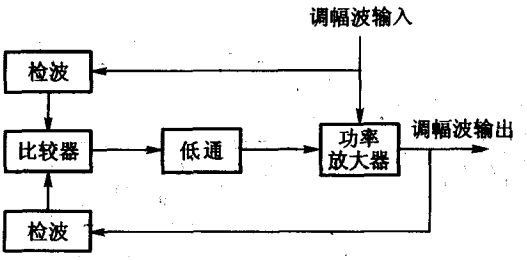


图 8－22 调幅负反馈环路(AMFB)

解：假设末级功率放大器的输入信号是没有失真的调幅信号(包括 AM、SSB 或 DSB)，而输出是有失真的调幅波，两信号分别进行线性检波，检出其各自的包络电压，并加至比较器检出它们间的误差，该误差信号即代表失真偏离值，低通滤波器将全部通过该误差信号并进行放大形成控制信号。控制信号控制已调波功放的增益，通过环路的负反馈作用，便可有效地减少这个偏离值，保证获得良好的线性放大。当功放的增益由于温度、电源波动、负载变化等因素使之改变时，系统也能稳定其输出的功率电平。

讨论：例 8－1 与例 8－2 虽然都是用到了 AGC，但应用方式有别，前者属于电平跟踪，其目的是使接收机的增益随输入信号的强弱而变化；而后者属于调制跟踪，其目的是克服高频功率放大器的非线性失真，保证功放有良好的线性放大特性，同时维持功放增益的基本不变。在 AFC 低通滤波器的参数选择上，前者要求带宽足够窄；而后者应使带宽足够宽，以便不失真地传输包络误差信号。

例 8－3 已知正弦型鉴相器的最大输出电压 $U_d = 2$ V，压控振荡器的控制灵敏度 $K_0 = 10^4$ Hz/V (或 $K_0 = 2\pi \times 10^4$ rad/(s·V)，振荡频率 $\omega_0/(2\pi) = 10^3$ kHz，试求：

① 当输入信号为固定频率 $\omega_i/(2\pi) = 1\ 010$ kHz 时，控制电压是多少？稳态相差有多大？

② 缓增输入信号的频率至 1 015 kHz 时环路能否锁定？稳态相差是多少？控制电压是多少？

③ 继续缓增 ω_i，达到 $\omega_i/(2\pi) = 1\ 020$ kHz 时，控制电压 $U_d = ?$ 环路的同步带 $\Delta\omega_H = ?$

题意分析：① 在环路参数给定的条件下，输入频率由固定的 1 010 kHz，分别缓增到 1 015 kHz 和 1 020 kHz，这一过程中固有频差 $\Delta\omega_0$ 在改变，相应的控制电压 u_d 也在改变，稳态相位误差也在改变，使得环路处于跟踪状态；但是，一旦达到环路参数的极限值 $U_{dmax} = 2$ V，$\theta_e(\infty) = \pi/2$，环路就将失锁。

② 判别环路锁定的依据是初始频差 $\Delta\omega_o$ 是否小于环路的捕获带 $\Delta\omega_p$。若 $|\Delta\omega_o| < \Delta\omega_p$，那么环路在最初的失锁状态下经过频率牵引能进入锁定状态；若 $|\Delta\omega_o| > \Delta\omega_p$，则环路不能进入锁定状态。

③ 环路达到锁定时控制频差等于固有频差；能够维持锁定状态的最大固有频差称为环路的同步带。综上所述，题意旨在让读者掌握 PLL 的基本概念。

解：环路的总增益

$$K = U_d \cdot K_0 = 2 \times 10^4 \text{ Hz } (4\pi \times 10^4 \text{ rad/s})$$

① 在输入信号的固定频率为 $\omega_i/2\pi = 1\,010$ kHz 时，固有频差为

$$\Delta\omega_0 = \omega_1 - \omega_0 = 2\pi \times 10^4 \text{ rad/s}$$

相应的直流控制电压为

$$U_C = \frac{\Delta\omega_0}{K_0} = 1 \text{ V}$$

若采用 *RC* 积分滤波器或无源比例滤波器，则 $F(j0) = 1$，稳态相差为

$$\theta_e(\infty) = \arcsin\frac{\Delta\omega_0}{KF(j0)} = \arcsin\frac{2\pi \times 10^4}{4\pi \times 10^4} = \frac{\pi}{6}$$

② 在输入信号的频率缓增至 $\omega_i/2\pi = 1\,015$ kHz 时，再求此时的固有频差为

$$\Delta\omega_o = \omega_i - \omega_o = 3\pi \times 10^4 \text{ rad/s}$$

因为一阶环的捕获带 $\Delta\omega_p = K$，即

$$\Delta\omega_p = K = 4\pi \times 10^4 \text{ rad/s} > \Delta\omega_o = 3\pi \times 10^4 \text{ rad/s}$$

所以，可以判定环路能够捕获锁定。

稳态相差为

$$\theta_e(\infty) = \arcsin\frac{\Delta\omega_o}{K}$$

$$= 48.95°$$

据此推算出误差电压为

$$u_d = U_d \sin\theta_e(\infty) = 1.5 \text{ V}$$

③ 输入信号频率缓增至 $\omega_i/2\pi = 1\,020$ kHz 时，固有频差

$$\Delta\omega_o = \omega_i - \omega_o = 4\pi \times 10^4 \text{rad/s}$$

稳态相差为

$$\theta_e(\infty) = \arcsin\frac{\Delta\omega_o}{K} = \frac{\pi}{2}$$

误差电压为

$$u_d = U_d \sin\theta_e(\infty) = 2 \text{ V}$$

即达到题中所给的鉴相器输出的最大电压，且稳态相差也达到了环路稳定的极限，这就是说，该环路能够维持锁定状态的极限。继续增大 $\Delta\omega_o$，环路就将失锁。所以同步带 $\Delta\omega_H = K = 4\pi \times 10^4 \text{rad/s}$；若缓慢降低输入信号的频率，类似地，可得到保持锁定状态的极限是 980 kHz，所以环路的同步范围是 1 020 kHz – 980 kHz = 40 kHz。

讨论：① 对于一阶锁相环路，其捕获带 $\Delta\omega_p$ 等于同步带 $\Delta\omega_H$，因而，压控振荡器的灵敏度、正弦型鉴相器的输出电压对其都有影响。

② 稳态相位差 $\theta_e(\infty)$的大小反映了环路跟踪的精度，合理选择环路增益 K 能减小跟踪误差。从 $\theta_e(\infty)$的表达式中，可以看出，因为 $|\sin\theta_e(\infty)| = 1$，所以 $|\Delta\omega_o| \leqslant K$，即初始频差的值不能超过环路的直流增益，否则环路不能锁定。

③ 环路在跟踪输入信号频率变化的过程中，有一个缓变的误差电压 u_d 来维系压控振荡器的频率与输入信号频率同步，在 f_i 为 1 010 kHz、1 015 kHz 及 1 020 kHz 的特定频率之上，U_d 是直流电压，分别为 1 V、1.5 V 及 2 V；

④ 相差 $\theta_e(t)$也是随输入信号频率而缓变的——相位跟踪。跟踪只有在环路的同步状态下才能进行，这是 PLL 正常工作时最常见的情况，工程上有实用价值，应引起我们的重视。

例 8 – 4 假定一个二阶锁相环路，已知环路有源比例积分滤波器 $R_1 = 20\ \text{k}\Omega$，$R_2 = 3\ \text{k}\Omega$，$C = 0.33\ \mu\text{F}$，鉴相灵敏度 $K_d = 0.75/2\pi\ \text{V/rad}$，压控灵敏度 $K_V = 2\pi \times 2 \times 10^4\ \text{rad/(V·s)}$，$A = 10^5$。试问：

① 输入一个相位阶跃信号 $\Delta\theta = 60°$，经过时间 $t = 5\ \text{ms}$ 以后，相位误差 $\theta_e(t)$是多少？

② 若输入一个频率阶跃信号 $\Delta f = 100\ \text{Hz}$，经过时间 $t = 5\ \text{ms}$ 以后，产生的相位误差 $\theta_e(t)$是多少？

题意分析：上例中因输入信号变化而引起的暂态相位误差和稳态相位误差的大小，是衡量锁相环线性跟踪性能好坏的重要标志，它们不仅与环路本身的参数有关，还与输入信号的变化形式有关。本题中输入信号先后以两种形式加入，这时环路的跟踪会首先出现一个暂态过程，最后再进入稳定状态。从系统的角度看，分析二阶环对输入暂态信号的响应时，第一步先写出输入信号的拉氏变换 $\theta_1(s)$；第二步写出环路的传递函数 $H(s)$或 $H_e(s)$；第三步将两者相乘得输出量的拉氏变换；第四步求输出量拉氏变换的反变换，得到输出量的时间函数。

解：根据题意已知参数：$R_1 = 20\ \text{k}\Omega$，$R_2 = 3\ \text{k}\Omega$，$C = 0.33\ \mu\text{F}$，$K_d = 0.75/2\pi\text{V/rad}$，$K_V = 2\pi \times 2 \times 10^4\text{rad/(V·s)}$，$A = 10^5$。因 $A \gg 1$，可作理想二阶环路

来处理，所以

$$\tau_1 = R_1 C = 6.6 \times 10^{-3}\text{s}$$

$$\tau_2 = R_1 C = 0.99 \times 10^{-3}\text{s}$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_1}} = 1\ 507\ \text{rad/s}$$

$$\xi = \frac{1}{2}\omega_n \tau_2 = 0.746$$

① 跟踪相位阶跃信号 $\Delta\theta = 60°$时的瞬态相差为

$$\theta_e(t) = \Delta\theta\left(\cos\sqrt{1-\xi^2}\cdot\omega_n t - \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\sin\sqrt{1-\xi^2}\cdot\omega_n t\right)e^{-\xi\omega_n t}$$

$$= 0.29°$$

② 跟踪频率阶跃信号 $\Delta f = 100$ Hz 时的瞬态相差为

$$\theta_e(t) = \frac{\Delta\omega}{\omega_n}e^{-\xi\omega_n t}\frac{\sin\ \omega_n t\sqrt{1-\xi^2}}{\sqrt{1-\xi^2}}$$

$$= -0.19°$$

讨论：① 输入相位阶跃信号时，从 $\theta_e(t)$的表达式可见，在不同的阻尼系数 ξ 下，$\theta_e(t)/\Delta\theta$ 的误差响应是不同的。$\theta_e(t)_{max}$出现在 $t=0$ 时，这是因为环路还来不及响应之故。题中给出的 $F(s) = (1+\tau s_2)/s\tau_1$，由于其分子上有固定相位超前因子$(1+s\tau_2)$，它能加速响应速度，因而在 5 ms 之后对 60°的相位阶跃的相位误差 $\theta_e(t) = 0.29°$。

② 同一环路也能跟踪频率阶跃，由跟踪频率阶跃时 $\theta_e(t)$的表达式可知，$\theta_e(t)$随阻尼系数 ξ 值的减小而增大，其响应曲线如教材图 8－25 (a)所示。

③ 从教材表 8－3 中可见，二阶Ⅱ型环能无误差地跟踪频率阶跃信号。本题中输入阶跃过后 5 ms，即能使相位误差降至 $-0.19°$。

例 8－5　设计一个用作鉴相器的二阶调制跟踪环。已知信号载频 f_o 的取值在 90 ~ 100 MHz 之间，最大调制角频率 $\Omega_m = 2\pi \times 3 \times 10^3$rad/s，$K = 2\pi \times 10^4$rad/s，$\xi = 0.707$。试采用有源比例积分滤波器计算环路滤波器的参数。

题意分析：锁相环的闭环频率响应呈低通的特性，那么将正弦调相信号加到环路输入端之后，环路输出相位 $\theta_2(t)$能否跟踪输入相位 $\theta_1(t) = m_i\sin(\Omega t + \theta_i)$就取决于调制频率 Ω 与环路无阻尼振荡频率ω_n 的关系了。因为该题是调制跟踪环的应用，用做调频信号的解调，所以，必须满足调制频率 Ω 小于无阻尼振荡频率ω_n 的关系。

解：根据题意，这时的锁相环鉴频器如图所示，若在环内接如图 8－23 所示的有源比例积分滤波器，其闭环频率响应低通特性的截止频率为 Ω_c（可据

教材式(8－60)计算)，按调制跟踪环设计。令 $\Omega_c = \Omega_m$，则

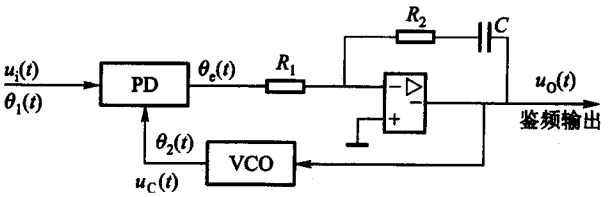


图 8－23 锁相鉴频电路的组成框图

$$\omega_n = \frac{\Omega_m}{\left[2\xi^2 + 1 + \sqrt{(2\xi^2+1)^2 + 1}\right]^{\frac{1}{2}}} = 9.169 \times 10^3/\text{s} = 2\pi \times 1.46 \times 10^3 \text{ rad/s}$$

据此可计算滤波器的时间常数

$$\tau_1 = \frac{K}{\omega_n^2} = 0.746 \times 10^{-3} \text{ s}$$

$$\tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} = 0.154 \times 10^{-3} \text{ s}$$

取 $C = 0.22\ \mu\text{F}$，则

$$R_1 = \frac{\tau_1}{C} = 3.39 \times 10^3\ \Omega$$

$$R_2 = \frac{\tau_2}{C} = 0.7 \times 10^3\ \Omega$$

将电阻取为标准值，则 $R_1 = 3.3\ \text{k}\Omega$，$R_2 = 680\ \Omega$。

讨论：① 利用调制跟踪特性实现的锁相环鉴频器，只有让环路有适当宽度的低频通带即 $\Omega_c \leqslant \Omega_m$，压控振荡器输出信号的频率与相位才能跟踪输入调频或调相信号的频率与相位的变化，压控振荡器的控制电压 $u_O(t)$即为输入调频信号的解调输出，其解调过程如下：

在第七章得到的 FM 信号的表达式为

$$u_{FM} = U_c \sin\left(\omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\Omega}\sin\ \Omega t\right)$$

此信号即为该例题中锁相环鉴频器的输入信号，考虑到 VCO 的固有积分环节，那么 VCO 输出电压 $u_C(t)$将跟踪输入的相位调制，于是

$$u_C(t) = U_c \cos\left\{\omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \mid H(\text{j}\Omega) \mid \sin\left[\Omega t + \text{Arg}\ H(\text{j}\Omega)\right]\right\}$$

式中，$H(\text{j}\Omega)$为闭环振幅频率响应；Arg $H(\text{j}\Omega)$是闭环相位频率响应。只有 $\Omega < \omega_n$(严格地说是 Ω_c)，$\theta_2(t)$才能良好地跟踪 $\theta_1(t)$，即

$$\theta_2(t)=\frac{\Delta\omega}{\Omega}|H(j\Omega)|\sin[\Omega t+\text{Arg}\ H(j\Omega)]$$

根据 VCO 的控制特性，得 VCO 的控制电压为

$$u_O(t)=\frac{1}{K_c}\frac{d\theta_2(t)}{dt}=\frac{\Delta\omega}{K_c}|H(j\Omega)|\cos[\Omega t+\text{Arg}\ H(j\Omega)]$$

用 $\Delta\omega=k_f U_\Omega$ 代入上式，得

$$u_O(t)=\frac{k_f}{K_c}U_\Omega|H(j\Omega)|\cos[\Omega t+\text{Arg}\ H(j\Omega)]$$

与第七章所有鉴频器的输出一样，可见，VCO 的控制电压 $u_O(t)$可作为解调输出。

② 若 $\Omega>\omega_n$，即调制频率处于低通特性的带宽之外，则 $\theta_2(t)$已不能跟踪 $\theta_1(t)$的变化，此时，就没有相位调制，是一个未调载波，即 $u_C(t)=U_c\cos\omega_c t$。若输入 $u_i(t)$的载波发生缓慢漂移时，由于 PLL 要维系锁定状态，所以，VCO 输出的频率也会跟着漂移，这也是一种跟踪，称之为载波跟踪，工作在载波跟踪状态的环路称为载波跟踪环。

例 8-6　欲设计一个二阶锁相环，其技术指标要求如下：输出频率 $f_o=5\sim6$ MHz，控制电压 U_c 在 5～15 V 之间可变，调节时间 $t_s\leqslant2$ ms，允许误差 $\delta\leqslant2\%$，鉴相器灵敏度 $K_d=0.75/2\pi$ V/rad，采用有源比例积分滤波器，其运放增益 $A=10^5$，$\xi=0.707$，试确定此环路滤波器的参数。

题意分析：根据题意，锁相环中采用了高增益的有源比例积分滤波器，因为有源比例积分滤波器的频率响应为

$$F(j\omega)=\frac{1+j\omega\tau_2}{j\omega\tau_1}$$

所以，由它构成的锁相环的开环频率响应为

$$H_0(j\omega)=K\frac{F(j\omega)}{j\omega}=\frac{K(1+j\omega\tau_2)}{\tau_1(j\omega)^2}$$

闭环传递函数为

$$H(j\omega)=\frac{KF(j\omega)}{j\omega+KF(j\omega)}=\frac{j\omega\dfrac{K\tau_2}{\tau_1}+\dfrac{K}{\tau_1}}{(j\omega)^2+j\omega\dfrac{K\tau_2}{\tau_1}+\dfrac{K}{\tau_1}}$$

显然，求解该题，必须从求解环路总增益 K 入手，然后再根据允许误差确定无阻尼振荡频率 ω_n，最后根据系统参数 ξ、ω_n 与电路参数 K、τ_1 和 τ_2 的关系，计算出环路滤波器的元件参数。

解：已知 $f_o=5\sim6$ MHz，$\Delta U_c=10$ V，$\delta\leqslant2\%$，$t_s\leqslant2$ ms，$K_d=0.75/2\pi$V/rad，$A=10^5$，$\xi=0.707$，所以压控灵敏度为

$$K_o = \frac{2\pi\Delta f}{\Delta U} = 2\pi \times 10^5 \text{ rad/s}$$

环路总增益为

$$K = K_o K_d = 75 \times 10^3 \text{ 1/s}$$

又因为当允许误差为 2%（指输出响应和稳态值误差达到规定的允许值时），调整时间的近似公式为：$t_s \approx \frac{4}{\xi\omega_n}$（再不会超过允许误差值所需的最短时间），所以根据调整时间 t_s 可以确定 ω_n 为

$$\omega_n = \frac{4}{\xi t_s} = 2.83 \times 10^3 \text{ 1/s}$$

$$= 2\pi \times 450 \text{ rad/s}$$

环路滤波器的时间常数 τ_1 和 τ_2 分别为

$$\tau_1 = \frac{K}{\omega_n^2} = 9.36 \times 10^{-3} \text{ s}$$

$$\tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n} = 0.5 \times 10^{-3} \text{ s}$$

需指出，在设计时一般先选择电容 C，选择不同的电容值可以得到不同的电阻 R_1、R_2，例如电容 C 的值取标值称 0.33 μF 时，有

$$R_1 = \frac{\tau_1}{C} = 28.36 \times 10^3 \ \Omega$$

$$R_2 = \frac{\tau_2}{C} = 1.516 \times 10^3 \ \Omega$$

取为标称值，有 $R_1 = 27$ kΩ，$R_2 = 1.5$ kΩ。若电容的标称值为 $C = 2.2$ μF 时，则可求得 R_1 和 R_2 的标称值分别是 $R_1 = 4.3$ kΩ，$R_2 = 220$ Ω。

讨论：① 使用有源比例积分滤波器给系统引入一个理想的积分项，使系统的“型”数增加了一次，即锁相环路是二阶Ⅱ型环，从而使系统的稳态性能得到了改善；

② 若系统参数 ξ、ω_n 与电路参数 K、τ_1 和 τ_2 的关系是 $\omega_n^2 = K/\tau_1$，$2\xi\omega_n = K\frac{\tau_2}{\tau_1}$，$2\xi = \omega_n\tau_2$，则系统足够稳定的条件是 $\frac{1}{\tau_2} < \sqrt{K/\tau_1} = \omega_n$，即 $\omega_n\tau_2 > 1$，显然，题中 $\xi = 0.707$ 能保证系统足够稳定。

③ 在 $\xi = 0.707$ 的情况下，系统的响应以一种阻尼振荡的形式趋于它的稳态值，它的响应速度要比 $\xi \geqslant 1$ 快，但是阻尼振荡呈衰减地围绕稳态值变化。题中给出的调整时间 t_s 是响应曲线进入并最终保持在允许误差(2% 或 5% 的稳态值)范围之内所需的时间，实际上 t_s 是过渡过程渡束所需的时间。在要求较低的场合，允许误差可选 5%，那么调整时间更短。根据系统阻尼系数 ξ 的不

同，二阶系统可能是振荡型的也可能是非振荡型的。一旦出现负阻尼，系统就不稳定了，这是绝对不允许的。但并非说阻尼选得大了就好；阻尼大时，环路的稳定性好，但降低了系统的响应速度。ω_n 是另一个重要参数。在 ξ 确定的条件下，ω_n 愈大，响应速度愈快，然而 ω_n 的大小还要受到频域指标(如系统带宽,抗扰度)的限制，在设计系统时，要通观全局，综合平衡，适当选取 ω_n 和 ξ 的值。

例 8－7　图 8－24 给出的是三环锁相频率合成器的方案，它由 3 个锁相环(A 环、B 环和 C 环)和一个混频滤波电路组成，设参考频率 $f_r = 100$ kHz，可编程分频器的分频比范围分别为 $N_A = 300 \sim 399$，$N_B = 351 \sim 356$，固定分频器的分频比 $M = 100$，求输出频率 f_o 的调节范围和步进(频率间隔)。

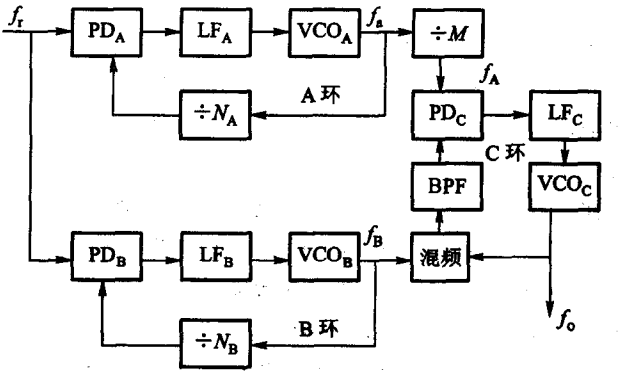


图 8－24　三环锁相频率合成器方案

题意分析：方案中用了 3 个锁相环路。其中，B 环为高位锁相环，提供频率分辨率相对差一些的较高频率输出；A 环为低位环，其输出频率经后置固定分频之后输出较低频率；而后再用 C 环及混频滤波电路将 A、B 两环的输出频率加起来。因此，解题之前应把着眼点分别落在三个锁相环路上，然后将它们联系起来。

解：环路 B 是锁相倍频电路，输出频率 $f_B = N_B \times f_r$，根据题意 $f_r = 100$ kHz，$N_B = 351 \sim 356$，求得 B 环的输出频率范围为

$$f_B = 35.1 \sim 39.6 \text{ MHz}$$

B 环的频率分辨率(频率间隔)等于参考频率 f_r，即 100 kHz。

A 环也是倍频锁相环，VCO$_1$ 输出的频率 $f_a = N_A \times f_r$，因 $N_A = 300 \sim 399$，$f_r = 100$ kHz，所以

$$f_a = 30.0 \sim 39.9 \text{ MHz}$$

f_a 经固定分频器 ÷ M 分频后，输出为

$$f_A = f_s/100 = 300 \sim 399 \text{ kHz}$$

f_A 的工作频段为 100 kHz，正好等于 B 环输出的频率增量，其频率的分辨率提高到了 1 kHz。

通过 C 环将 f_A 和 f_B 相加之后，合成器的输出频率为

$$f_o = f_A + f_B = 35.4 \sim 39.999 \text{ MHz}$$

频率分辨率为 1 kHz。

合成器的频率转换时间是由三个环共同决定的。因为 A、B 两个环的参考频率相同，都为 $f_r = 100$ kHz，C 环的参考频率更高(300 ~ 399 kHz)，所以，即使频率分辨率是 1 kHz，总的转换时间仍为

$$t_s = \frac{25}{f_r} = 0.25 \text{ ms}$$

这是单环锁相频率合成器无法做到的。

讨论：① 从课程内容的学习中，我们知道锁相频率合成器的频率分辨率取决于参考频率 f_r 的取值，欲提高分辨率，必须降低 f_r；而频率合成器输出频率的转换时间 t_s 也取决于 f_r 的值，有经验公式 $t_s = 25/f_r$。显见，分辨率与转换时间成反比，在同一合成器中同时满足这两点是矛盾的。

② 该方案很巧妙地解决了上述矛盾，就其工作频率而言是很高的，输出频率达 35.4 ~ 39.999 MHz；就其频率分辨率而言也是较高的，可做到 1 kHz 的频率间隔；再论频率转换时间也是很短的，约为 0.25 ms。

③ 一个高精度和高稳定性的标准参考频率 f_r，经过混频、倍频与分频运算，产生了 4 600 个(频率间隔为 1 kHz)具有同样精确度和稳定性的频率。

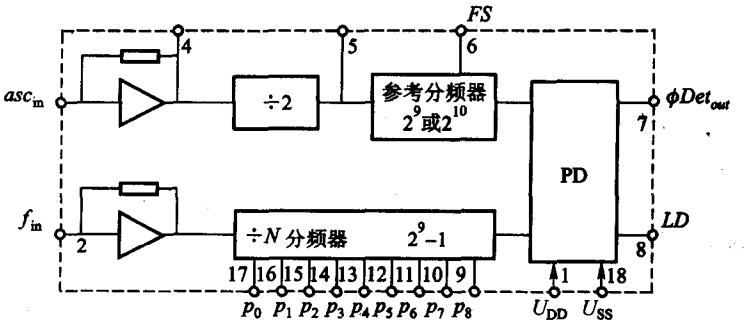
例 8 - 8 图 8 - 25 (a)所示为 MC 145106 的方框图，电路中包含参考振荡器或放大器、参考分频器、÷ N 计数器和鉴相器。在使用时只需外接环路滤波器和压控振荡器就可以组成一个锁相环频率合成器。图 8 - 25 (b)是用 MC 145106 构成的 VHF 调频电台的双环频率合成器，其中，A 环为低位环，鉴相频率为 f_{rA}，环中接有下变频的混频器。本地振荡器的频率有两种取值，发射状态下为 10.24 MHz，接收状态下为 11.31 MHz。B 环为高位环，鉴相频率为 f_{rB}，VCO_B 的输出先经除 10 前置分频，再由下变频完成与低位环输出 f_A 的相加运算。试求：

① 低位环输出频率 f_A 的表达式。

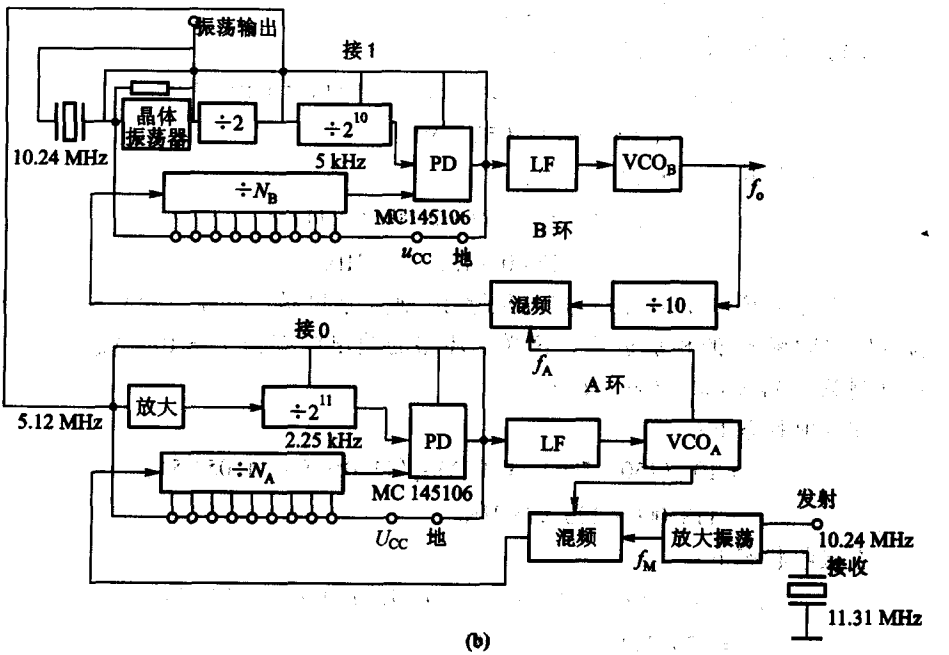
② 合成器输出频率 f_o 的表达式。

③ 高位环的鉴相频率 f_{rB} = ？低位环的鉴相频率 f_{rA} = ？若 N_A 的分频比取 324 ~ 325，N_B 的分频比取 150 ~ 159，分别计算发射状态下的 f_A 和 f_B。

④ 该合成器输出的频率增量(频道间隔)Δf = ？合成器能提供的总信道是多少？



(a)



(b)

图 8－25

(a) MC 145106 方框图；(b) CMOS 集成双环合成器

题意分析：该题与例 8－8 相比，机理完全相同，所不同的是采用了中规模集成锁相环频率合成器，将参考振荡器、2^{10}或 2^{11}参考分频器、2^9-1 程序分频器和鉴相器集于一体，简化了设计和生产调试的复杂程度。题意旨在展示中、大规模集成锁相环频率合成器的基本特性及典型应用，其分析方法及求解

过程类似于例 8－8。

解：① 由图 8－25 (b)，低位环(A 环)的输出频率的表达式为

$$f_A = N_A f_{rA} + f_M$$

② 合成器的输出频率的表达式为

在发射状态下：$f_o = 10\ (N_B f_r + f_A)$

③ 在 A 环中，参考频率是 10.24 MHz ÷ 2 = 5.12 MHz，且参考分频比置于 $2^{11} = 2\ 048$，所以

$$f_{rA} = \frac{5.12 \times 10^6}{2\ 048} = 2.5\ \text{kHz}$$

在 B 环中，参考频率也是 5.12 MHz，因参考频率分频比选择 $2^{10} = 1\ 024$，所以

$$f_{rB} = \frac{5.12 \times 10^6}{1\ 024} = 5\ \text{kHz}$$

当 $N_A = 324 \sim 325$ 时，代入 f_A 的表达式有

发射状态下($f_M = 10.24$ MHz)：

$$f_A = N_A f_{rA} + f_M = (324 \sim 325) \times 0.002\ 5 + 10.24$$
$$= 11.050\ 0 \sim 11.052\ 5\ \text{MHz}$$

接收状态下($f_M = 11.31$ MHz)：

$$f_A = (324 \sim 325) \times 0.002\ 5 + 11.31$$
$$= 12.120\ 0 \sim 12.122\ 5\ \text{MHz}$$

又因为 B 环中 VCO_B 的输出先经除 10 前置分频器，再经下变频完成与低位环输出频率 f_A 的相加运算，这样，环路的输出频率为 $f_o = 10\ (N_B f_r + f_A)$。根据题意，$N_B = 150 \sim 509$，那么

在发射状态下：

$$f_o = 10\ [(150 \sim 509) \times 0.0025 + (11.050\ 0 \sim 11.052\ 5)]$$
$$= 118.000 \sim 135.975\ \text{MHz}$$

在接收状态下：

$$f_o = 10\ [(150 \sim 509) \times 0.005 + (12.120\ 0 \sim 12.122\ 5)]$$
$$= 128.700 \sim 146.675\ \text{MHz}$$

④ 每当 N_A 改变 1 位时，输出频率增量为 25 kHz，即改变一个信道；每当 N_B 改变 1 位时，输出频率增量为 50 kHz，即改变两个信道。比较收发状态下的两 f_o 值，可发现收发频差为 10.7 MHz，是由 11.31 MHz 和 10.247 MHz 的晶体频差决定的。由于上环中有固定十分频器，所以，收发频差为 10.7 MHz，正好为接收机的第一中频值。合成器能提供的信道数为 720 个。

例 8－9 由 DDS 激励 PLL 组合方案实现的频率合成器的方框图如图 8－26 所示。若输出频率 f_o 的范围是 50 ~ 65 MHz，频率间隔为 25 kHz，锁相环固

定分频比为 $N_p = 5$，DDS 的时钟频率为 $f_c = 50$ MHz，相位累加器的位数为 $N = 32$，则

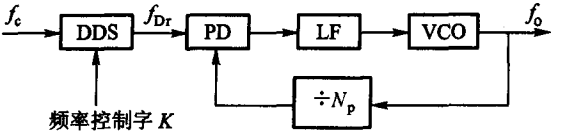


图 8－26　DDS 激励 PLL 的频率合成

① 试求 DDS 的频率分辨率 Δf；

② 试求 DDS 的输出频率 f_{Dr}和频率控制字 K 的范围。

题意分析：由题图显见，DDS 的输出 f_{Dr}是 PLL 的参考频率，而 PLL 是一个倍频锁相环，且兼有信号过滤、放大、波形转换等功能。根据倍频锁相环的工作原理，当 PLL 锁定时有 $f_o = N_p f_{Dr}$，变换形式后则有 $f_{Dr} = f_o / N_p$。

具有非常高的频率分辨率是 DDS 合成法最主要的优点之一，从对 DDS 的分析知，当时钟频率 f_c 确定后，DDS 输出的频率分辨率由相位累加器的位数确定，题中选择了 32 位相位累加器，所以 DDS 的频率分辨率为 $\Delta f = f_c / 2^{32}$。根据 DDS 的原理，$f_{Dr} = Kf_c / 2^{32}$，计算 K 的公式为 $K = f_{Dr} \times 2^{32} / f_c$。

解：① 已知 $f_c = 50$ MHz，$N = 32$，$2^N = 4.29 \times 10^9$，代入 DDS 频率分辨率的公式，可得

$$\Delta f = \frac{f_c}{2^N} = 0.012 \text{ Hz}$$

②

$$f_{Dr} = f_o / N_p = 10 \sim 13 \text{ MHz}$$

③ 因为 $f_{Dr} = Kf_c / 2^{32}$，所以 $K = \dfrac{f_{Dr} 2^{32}}{f_c}$。代入数据，可得

$$K_{min} = \frac{10 \times 2^{32}}{f_c} = \frac{10}{50} \times 2^{32} = 0.2 \times 4.29 \times 10^9 \approx 86 \times 10^7$$

$$K_{max} = \frac{13}{50} \times 4.29 \times 10^9 = 112 \times 10^7$$

所以，K 的取值范围是 $86 \times 10^7 \sim 112 \times 10^7$。

讨论：① DDS 与 PLL 各有其独有的特点：DDS 具有频率分辨率高、频率转换时间短、输出相位连续等优点，但同时 DDS 又有输出杂散大，输出带宽受限的缺点；相反地，PLL 频率合成器具有相位噪声低、输出频带宽的优点，但 PLL 的频率分辨率与频率转换时间二者间的矛盾较为突出。将 DDS 和 PLL 相结合，发挥了它们各自的长处而又弥补了对方的不足，将二者结合达到了单

一技术难以达到的水平。

② 当 PLL 是固定倍频环时，锁相环输出把 DDS 输出的频段增加了 N_p 倍。参考频率可以做到以极小的阶跃(0.012 Hz)改变，所以合成器仍能得到极高的频率分辨率。在合成器工作过程中，DDS 的输出频率 f_{Dr} 与 N 是同步变化的，只要 DDS 的频率分辨率为 5 kHz，就能实现全频段内的频道间隔为 25 kHz。

③ 在题图给出的方案中，没有用第六章所讲到的混频器，所以杂散性能相对较好，对于远载频杂散信号，借助于 PLL 对参考信号 f_r 的窄带跟踪特性，可以较好地抑制杂散分量；对于 DDS 输出的杂散分量，在 PLL 带宽之外的能有一定的衰减，而在环路带宽之内的杂散分量则有倍增效应，因而，要改善频率合成器输出的频谱性能应尽量提高 DDS 的工作频率，降低 PLL 的分频比 N_p。

第四节 自 测 题

8-1 AGC、AFC、PLL 各环路中的控制电压分别与输入信号的振幅、频率、相位有关，试问：在调幅接收机、调频接收机及调相接收机中能否分别采用 AGC、AFC 及 PLL 电路？若能采用，各自应注意什么问题？

8-2 某接收机输入信号振幅的动态范围是 62 dB，输出信号振幅的变化范围为 30%。若单级放大器的增益控制倍数为 20 dB，则需几级 AGC 电路即可满足要求？

8-3 试叙述锁相环的锁定过程。在锁定的过程中鉴相器的输出电压波形为什么不对称？

8-4 锁相环路能维持锁定的必要条件是什么？说明其原因。

8-5 锁相环的基本组成框图 8-10 和锁相环路的相位模型 8-19 有何异同？对锁相环的理论分析为什么需要用相位模型？

8-6 为什么锁相环路在鉴相器输出端一定要接入环路滤波器？

8-7 已知锁相环路使用正弦型鉴相器，最大输出电压为 U_d，压控振荡器特性为线性，控制灵敏度等于 K_0，环路滤波器的脉冲响应为 $h(t)$，试写出环路的动态方程。

8-8 已知一阶环的 $U_d = 2$ V，$K_0 = 15$ kHz/V，$\omega_0/2\pi = 2$ MHz。问：当输入频率分别为 1.98 MHz 和 2.04 MHz 的载波信号时，环路能否锁定？稳定相差 $\theta_e(\infty)$为多少？

8-9 已知一阶环的 $U_d = 0.63$ V，$K_0 = 20$ kHz/V，$f_o = 2.5$ MHz，在输入载波信号作用下环路锁定，控制频差等于 10 kHz。问：输入信号频率 ω_i 为多少？环路控制电压 $U_o(t) = ?$ 稳态相差 $\theta_e(\infty) = ?$

8－10　一阶环，设开环时

$$u_i(t) = 0.2\sin(2\pi \times 10^3 t + \theta_i)$$

$$u_o(t) = \cos(2\pi \times 10^4 t + \theta_o)$$

式中，θ_i、θ_o 为常数。鉴相器相乘系数 $K_m = 10^3$ Hz/V。问：

① 环路能否进入锁定？为什么？

② 环路的最大和最小瞬时频差值各为多少？

③ 画出鉴相器输出 $u_d(t)$ 的波形。

④ 为使环路进入锁定，在鉴相器和 VCO 之间加了一级直流放大器，问其放大量必须大于多少？

8－11　无源比例积分滤波器如图 P8－1 所示，试确定它的传递函数，并画出它的对数幅频特性曲线。

8－12　环路滤波器的电路如图 P8－2 所示，试确定其传递函数，并画出它的对数幅频特性曲线和相频特性曲线。

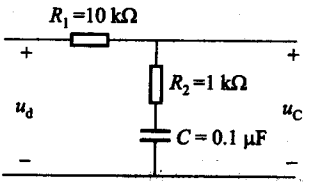


图 P8－1　题 8－11 图

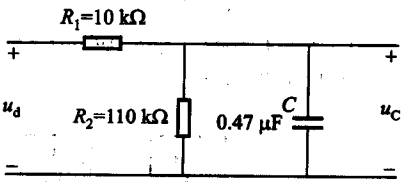


图 P8－2　题 8－12 图

8－13　有源比例积分滤波器的电路如图 P8－3 所示，已知运算放大器的增益 $A = 10^4$，试确定其传递函数，并画出对数幅频特性曲线和相频特性曲线。

8－14　为什么说锁相环路对输入信号的相位变化而言呈现低通滤波器的特性？而对 VCO 输出的相位变化而言，呈现高通滤波器的特性？

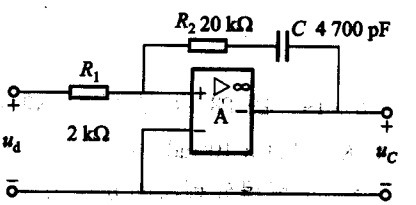


图 P8－3　题 8－13 图

8－15　锁相环的开环频率特性 $H_o(j\omega)$ 与闭环频率特性 $H(j\omega)$ 有什么关系？为什么能用开环频率特性 $H_o(j\omega)$ 来判别环路闭合后的稳定性？

8－16　图 P8－4 示出另外一个锁相环鉴频电路。已知 $K_p = 250$ mV/rad，$K_c = 50\pi \times 10^3$ rad/(s·V)，$K_1 = 40$，有源环路滤波器的参数为 $R_1 = 17.7$ kΩ，$R_2 = 0.94$ kΩ，$C = 0.03$ μF，且运放增益 A 很高。若环路输入的调频波为 $U_i(t) = U_m\sin(\omega_c t + 10\sin(2\pi \times 10^3 t))$，求放大器 K_1 输出 1 kHz 单音频时的振幅值。

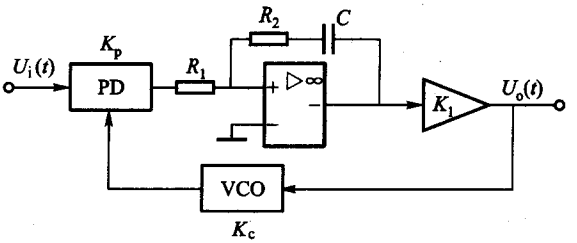


图 P8－4 锁相环鉴频电路

8－17 为满足某人造卫星测距精度的要求，设计一个 1 MHz 的频率提纯锁相环路，LF 用无源比例积分滤波器，已知 $\tau_1 = 760$ s，$\tau_2 = 12.4$ s，$K = 20$ rad/s，试求：

① $\xi = ?$

② $\omega_n = ?$

8－18 调频广播发射机中锁相频率合成器如图 P8－5 所示。当 $A = 200$，$M = 10$，$f_r = 1$ MHz，$f_0 = 108$ MHz 时，① 求可变分频数 N，并变为十六进制；② 说明其工作过程。

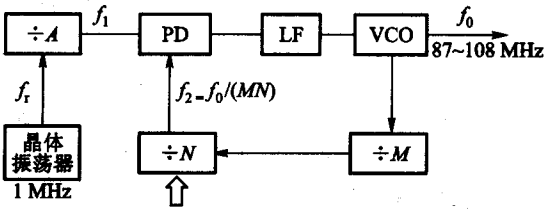


图 P8－5 题 8－18 图

8－19 图 P8－6 是锁相倍频环。已知鉴相灵敏度 $K_p = 0.1$V/rad，压控灵敏度 $K_v = 1.1 \times 10^7$ rad/(s·V)，参考频率 $f_r = 12.5$ kHz，固定分频器的分频比 $N_1 = 8$，可编程分频器的分频比 $N_2 = 653 \sim 793$，试求 VCO 输出信号的频率范围与频率间隔。

① 试说明接入 N_1 的作用是什么。

② 该环路的频率转换时间 $t_s = ?$

8－20 设计一锁相频率合成器，频率范围为 25 ~ 29.999 MHz，步进为 1 kHz，问

① 参考频率 $f = ?$

② 分频比的范围 $N = ?$

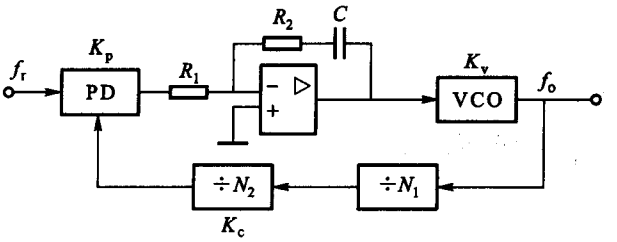


图 P8－6　题 8－19 图

附件一
模拟考试题一

一、填空、选择(30 分)

1. 某无线通信系统的工作频率为 225 MHz，它属于_____频段，波长 λ = _____米，主要传播方式是_____，若天线为线天线，其长度约为_____米。

2. 并联 *LC* 回路在高频电路中作为负载，具有_____功能。

3. 高频小信号放大器的主要性能指标有_____和稳定性。为了提高稳定性，常用的措施有_____。

4. 高频功放在放大调频信号时，一般选_____工作状态；高频功放在放大 AM 信号时，一般选_____工作状态。

5. 二极管峰值包络检波器用于解调_____信号。假设原电路工作正常，若负载电容 C 加大，会引起_____失真；若调制度 m 加大，会引起_____失真。

6. FM 信号可以通过倍频扩大频偏。N 倍频后，其频率稳定度_____。

(a) 提高了 N 倍　　(b) 不变　　(c) 降低了 N 倍

7. 某 FM 信号的表达式为 $u_{FM}(t) = [5\cos(2\pi \times 10^7 t + 25\cos(6\pi \times 10^3 t))]$V，其载频 f_c = _____Hz，调制信号频率 F = _____Hz，最大频偏 Δf_m = _____Hz，调频指数 m_f = _____rad，信号带宽 B_{Fm} = _____Hz。

8. 在直接调频电路中变容二极管作为回路总电容时，调频信号的最大频偏 Δf_m为_____，当 γ = _____时，可实现线性调制。

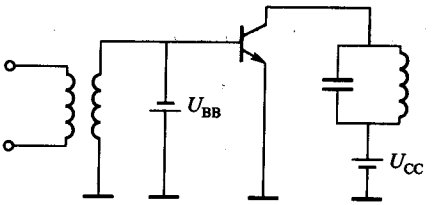
9. 两级高频小信号放大器的功率增益和噪声系数分别为 K_{pm1}、K_{pm2}和 N_{F1}、N_{F2}，总的噪声系数 N_F = _____。

10. 某中波收音机在接收 1 080 kHz 信号时，可以听到 540 kHz 信号，其原因是_____。

二、分析、计算

1. 如图 1 所示电路，改正图中的错误(不得改变馈电方式)。

2. 图 2 (a)所示的方框图中，输入信号为 $u_s = U_s\cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t)$V，在图 2 (b)、图(c)两种 u_L的情况下，分别求其变频跨导 g_c和输出中频电流表达



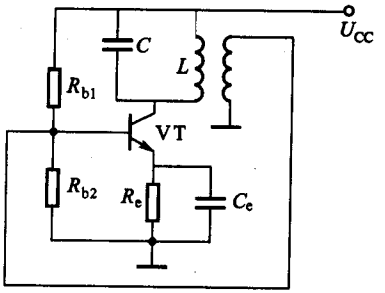
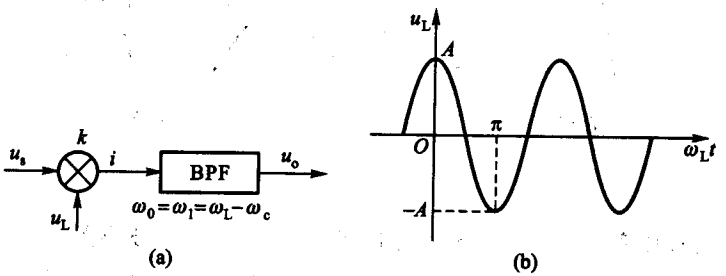


图 1

式 $i_I(t)$。(10 分)



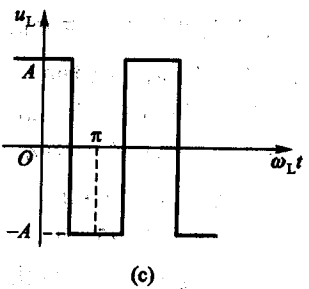


图 2

3. 图 3 为一已调信号的频谱图。问

① 该信号的调制方式是什么？

② 写出此已调信号的表达式。

③ 画出用理想乘法器实现此调制的方框图。(10 分)

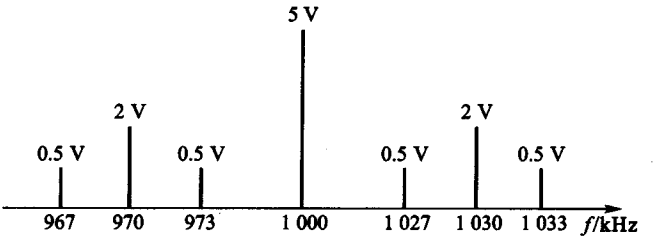


图 3

4. 某谐振功率放大器的动特性如图 4 中的 *ABC* 所示。试回答并计算以下各项:

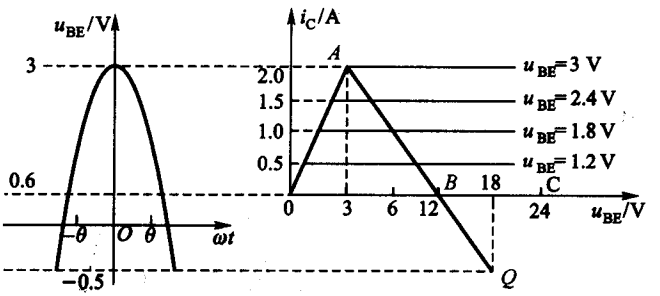


图 4

① 此时功率放大器工作于何种状态? 画出 $i_C(t)$的波形图。

② 计算 θ、P_1、P_c和 R_{Lcr}。(注: $\alpha_0(\theta)=0.259$, $\alpha_1(\theta)=0.444$)

③ 若要求提高功率放大器的效率, 应如何调整?

5. 已知某鉴频器的输入信号 $u_{FM}=[3\sin(\omega_c t+10\sin(2\pi\times10^3 t))]$V, 鉴频跨导 $S_D=-5$mV/kHz, 线性鉴频范围大于 $2\Delta f_m$。①求输出电压的表达式; ②画出符合该鉴频器鉴频极性的互感耦合鉴频器的电路图。

6. 锁相频率合成器的鉴相频率为 1 kHz, 参考时钟源频率为 10 MHz, 输出频率范围为 9 ~ 10 MHz, 频率间隔为 25 kHz, 求可变分频器的变化范围。若前置分频器的分频数变为 10, 可变分频器的变化范围又如何?

附件二
模拟考试题二

一、填空、选择(30 分)

1. 高频小信号谐振放大器的主要作用是_____和_____。从晶体管角度看，影响高频小信号放大器稳定性的因素为_____，可用_____、_____等方法提高稳定性。

2. 噪声系数 N_F用于衡量放大器内部噪声大小。N_F越大，则内部噪声越_____(大或小)。对级联系统而言，其噪声系数主要取决于_____(第一级,中间级,末级)。

3. 设 FM 波 $u_{FM}(t) = 5\cos(2\pi \times 10^7 t + 25\sin 6\pi \times 10^3 t)$ V，其载频 f_c = _____Hz，调制信号频率 F = _____Hz，最大频偏 Δf_m = _____Hz，调频指数 m_f = _____，信号带宽 B_{FM} = _____Hz；若调制信号幅度不变，调制信号频率 F 增大一倍，则信号带宽 B_{FM} = _____Hz。

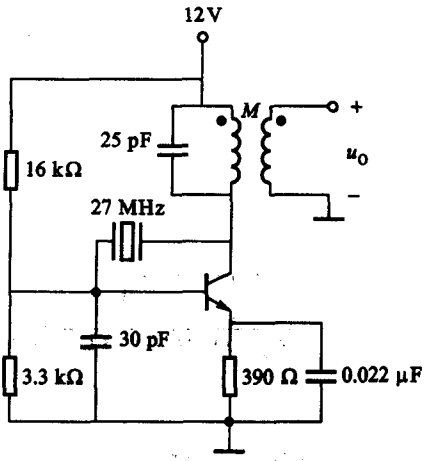


图 1

4. 图 1 所示振荡器电路，u_O的频率为_____MHz，晶体在电路中的主要作用是_____。

5. 高频谐振功率放大器大多工作在_____类工作状态。高频谐振功放用作集电极调制器，其工作状态应选为_____。(1) 临界 (2) 欠压 (3) 过压。

6. 收音机收听 1 090 kHz 信号时听到 1 323 kHz 的信号，这是由于存在_____干扰。(设 $f_I = f_L - f_c$)

7. 反馈控制电路可分为_____三类。PLL 电路的基本原理是利用_____误差来消除频率误差。

8. 频率合成器分为_____、_____和_____。在图 2 所示的 DDS 框图中，

ROM 中存有正弦查寻表，若 $f_c = 1\ 024$ kHz，而相位累加器的长度 N 为 10，则它的分辨率为_____Hz，若 $M = 4$，则输出频率 $f_o =$ _____kHz。

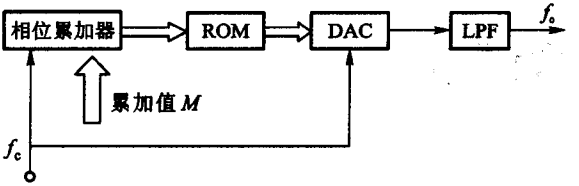


图 2

9. 某包络检波器如图 3 所示，该电路将产生_____失真。

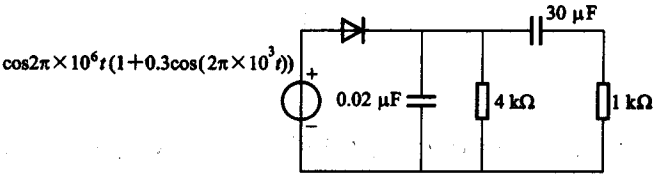


图 3

10. 图 4 所示的框图，设 $u_S = (\cos \Omega t + 0.5\cos 2\Omega t)\cos \omega_c t$，若 $\omega_o = \omega_c$，则 $u_1(t) =$ _____，$u_O(t) =$ _____。

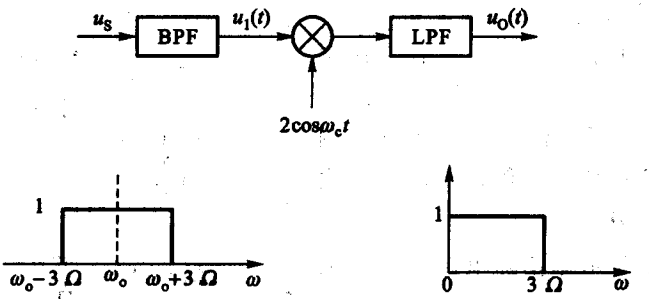


图 4

二、分析与计算

1. 设某谐振功率放大器工作在临界状态，已知电源电压 $U_{CC} = 36$ V，集电极电流通角 $\theta = 70°$，集电极电流中的直流分量为 100 mA，谐振回路的谐振电阻 $R_L = 200\ \Omega$，求放大器的输出功率 P_1 和效率 η。已知 $\alpha_0(70°) = 0.253$，$\alpha_1(70°) = 0.436$。

2. ① 试画出任意一种改进型电容反馈振荡器(克拉泼或西勒)的原理电路。

② 画出其交流等效电路。

③ 写出振荡频率的表达式。

3. 计算图 5 虚框内的 N_F。

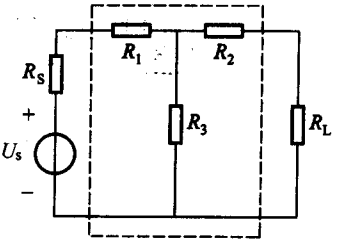


图 5

4. 如图 6 所示的电路，已知 $u_1 = [5\cos(2\pi \times 10^6 t)]$V，$u_2 = 0.1\cos(2\pi \times 10^3 t)$V 二极管的导通电阻 r_D，不考虑负载与 u_o的反作用。

① 求 i_o的表达式。

② 若要完成混频功能，u_1、u_2 应输入什么信号，应选择什么类型的滤波器？并求出变频跨导 g_c。

③ 要完成调幅信号的解调功能，u_1、u_2 应输入什么信号，应选择什么类型的滤波器？

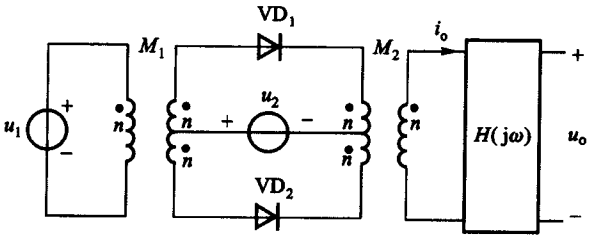


图 6

5. 调频振荡器回路由电感 L 与变容二极管组成，$L = 2\mu H$，变容二极管 $C_j = \dfrac{72}{\left(1+\dfrac{u}{0.6}\right)^2}$pF，若静态反偏电压为 3V，调制电压 $u_\Omega = 10\cos(2\pi \times 10^3 t)$mV。

① 求 FM 波载频 f_c，最大频偏 Δf_m。

② 若载波振幅为 1V 的余弦信号，写出该电路产生的 FM 波表达式 $u_{FM}(t)$。

③ 将②问所得 FM 波通过图 7 所示鉴频特性的鉴频器，则鉴频输出 $u_O(t) = ?$ 该鉴频器峰值带宽 $BW = ?$

④ 画出实现如图 7 所示的鉴频特性的互感耦合相位鉴频电路。

6. 图 8 所示的锁相频率合成器中，已知 $f_L = 40$ MHz，$f_c = 10$ MHz，要求输出频率的频率间隔为 0.1 MHz，输出频率 $f_o = 70 \sim 99.9$ MHz，求 f_r、M 和 N 的值。

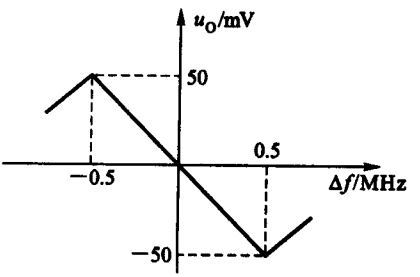


图 7

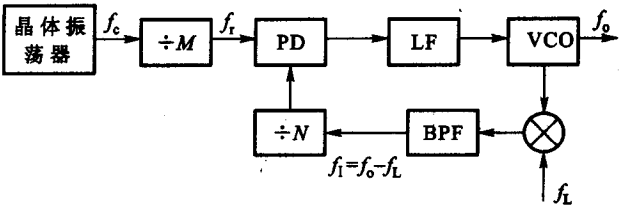


图 8

附件三
模拟考试题三

一、填空(30 分)

1. 电路如图 1 所示，$Q_0 = 100$，$\omega_0 =$ _____，$R_i =$ _____，$B_{0.707} =$ _____。

2. 中波波段的频率范围通常为_____，波长为_____，主要传播方式为_____。

3. 已知一接收机正常接收时所需的最小信噪比为 20 dB，其带宽为 6 MHz，噪声系数为 10 dB，则该接收机的灵敏度为_____。($k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K)

4. 高频功率放大器在输入为 AM 信号时，应选择在_____状态工作；若输入为 FM 信号时，应选择在_____状态工作。

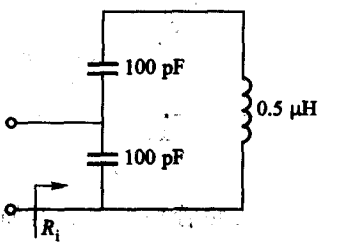


图 1

5. 并联型晶体振荡器中，晶体等效为_____；在串联型晶体振荡器中，晶体等效为_____。

6. 若 $u_\Omega = 10\cos \Omega t$ mV，$u_C = \cos \omega_c t$ V，用二极管环形电路完成振幅调制，则输出信号频谱为(不加滤波器)_____。

7. 乘积型同步检波器，如果恢复载波 $\omega_r = \omega_c + \Delta\omega$，输入信号 $u_s = U \cos \Omega t \cos \omega_c t$，则输出信号产生_____失真。

8. 收音机接收 1 080 kHz 的信号，听到 540 kHz 的信号，这是由于_____。

9. 在调频电路中，已知 $u_\Omega = 1.5\cos(2\pi \times 10^4 t)$ V，$\Delta f_m = 75$ kHz，$f_c = 10$ MHz，实现线性调频，则输出电压 $u_o =$ _____。

10. 角调波的表达式为 $10\cos(2\pi \times 10^6 t + 10\cos 2\,000\pi t)$ V，则信号带宽为_____，最大频偏为_____，最大相偏为_____。

二、分析、计算

1. 某高频谐振功率放大器工作于临界状态。

① 若输入信号的振幅增加一倍，功放的工作状态如何改变？此时的输出功率如何改变？

② 若回路失谐，会有何危险？如何指示调谐？

③ 要保持输出功率不变、提高效率，再不改变 R_L、U_{CC}时应如何调整功放？

2. 振荡器交流等效电路如图 2 所示，C_1、C_3 满足什么条件时该电路能在 10 MHz 时工作，并画出一实际电路。

3. 某器件的伏安特性如图 3 所示，利用该器件实现混频时输入信号为 $u = U_{GS0} + u_L + u_S$，$U_L = 1V$，分别写出下列两种情况下输出中频电流的表达式。

① $U_{GS0} = -1V$，② $U_{GS0} = -2V$，已知：$u_S = 0.5\cos\Omega t\cos\omega_c t$ V。

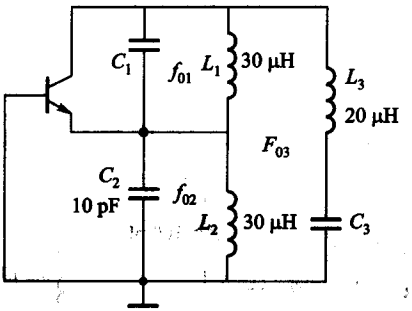


图 2

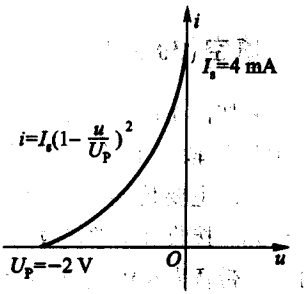


图 3

4. 二极管平衡调制器如图 4 所示，已知 $u_\Omega = U_\Omega\cos(2\pi\times10^3 t)$V，$u_C = U_c\cos(2\pi\times10^6 t)$V，$U_c >> U_\Omega$，$H(j\omega)$是中心频率为 ω_c、带宽为 2Ω 的 BPF。试求：①输出 $u_O(t)$ = ？②若对调 u_Ω与 u_C的位置，则输出 $u_O(t)$ = ？

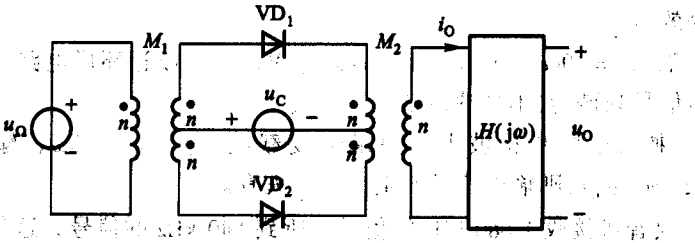


图 4

5. 一调频电路的调制特性如图 5 所示，调制信号 $u_\Omega = 0.5\cos(4\pi\times10^3 t)$V。①求调制灵敏度 K_f；②求最大频偏 Δf_m和带宽 B_s；③设载波频率 $f_c = 10$ MHz，求调制信号 $u_{FM}(t)$；④若调制信号的振幅和频率均加倍，此时 Δf_m、B_s、$u_{FM}(t)$又为何？

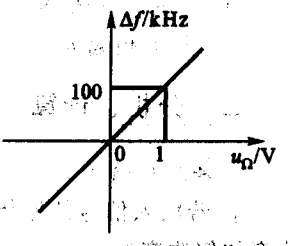


图 5

6. 锁相环频率合成器的鉴相频率为 2 kHz，参考时钟源频率为 10 MHz，输出频率范围为：9 ~ 10 MHz，频率间隔为 20 kHz，求分频器的变化范围，并画出该锁相频率合成器的组成框图。

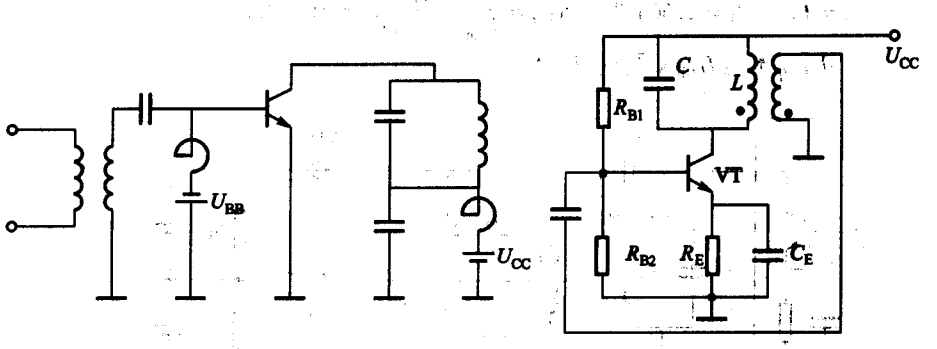
附件四
模拟考试题一答案

一、填空、选择(30 分)

1. 超短波；1.33；直线传播；0.133
2. 选频　阻抗变换
3. 放大倍数　输入阻抗　输出阻抗；中和　失配
4. 临界；欠压
5. AM；惰性；惰性、底部
6. b
7. 10^7；3×10^3；75k；25；156k
8. $m\omega_c$；2
9. $N_{F1}+\dfrac{N_{F2}-1}{K_{pm1}}$
10. 组合副波道干扰

二、分析、计算

1. 解：



2. 解：① $u_L = A\cos\omega_L t$

$$i = ku_S u_L = kU_s\cos(\omega_c t + m_f\sin\Omega t)A\cos\omega_L t$$

$$i_I = \frac{k}{2} U_s A \cos(\omega_I t + m_f \sin \Omega t)$$

$$g_c = \frac{k}{2} A$$

② $u_L = Ak'\omega_L t$

$$i = kU_s A \cos(\omega_c t + m_f \sin \Omega t)\left(\frac{4}{\pi}\cos\omega_L t - \frac{4}{3\pi}\cos 3\omega_L t + \frac{4}{5\pi}\cos 5\omega_L t + \cdots\right)$$

$$i_I = \frac{2}{\pi} kU_s A \cos(\omega_I t + m_f \sin \Omega t)$$

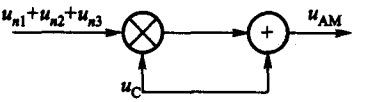
$$g_c = \frac{2}{\pi} kA$$

3. 解：

① AM

② $u_{AM} = 5\cos 2\pi \times 10^3 t\ (1 + 0.2\cos 2\pi \times 27t + 0.8\cos 2\pi \times 30t + 0.2\cos 2\pi \times 33t)$

③



4. 解：① 由图可知该功率放大器工作在临界状态；集电极电流如图所示。

② $U_{BB} = -0.5\text{V}$，$U'_{BB} = 0.6$，$U_b = 3.5\text{V}$

$U_{c1} = 15\text{V}$，$i_{Cmax} = 2.0\text{A}$，$U_{CC} = 18\text{V}$

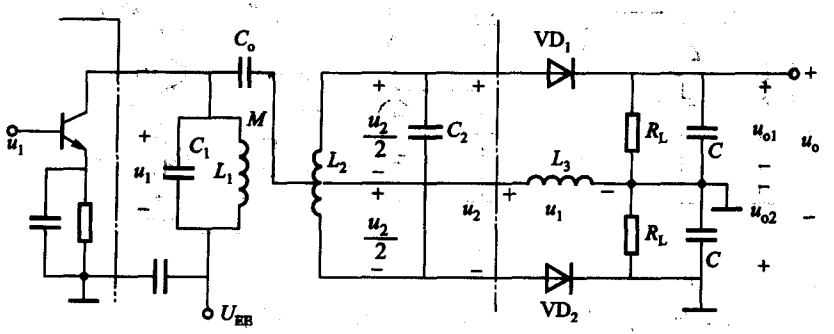
$\cos\theta = 0.314$　　$\theta \approx 72°$

$$P_1 = \frac{1}{2} i_{Cmax} \alpha_1(\theta) \cdot U_{c1} = 6.66\text{W}$$

$$P_0 = U_{CC} \cdot i_{Cmax} \cdot \alpha_0(\theta) = 9.324\ \text{W}$$

$$P_c = P_0 - P_1 = 2.664\ \text{W} \quad R_{Lcr} = \frac{U_{c1}}{i_{Cmax} \cdot \alpha_1(\theta)} = 16.89\Omega$$

③ $\theta \downarrow\ \eta \uparrow \Rightarrow U_{BB} \downarrow$ 同时 $U_b \uparrow$



5. 解：$\omega(t)=\dfrac{\mathrm{d}\varphi(t)}{\mathrm{d}t}=\omega_c+2\pi\times10^3\times10\cos(2\pi\times10^3t)$

$u_o(t)=S_D\Delta\omega(t)=-50\cos(2\pi\times10^3t)\mathrm{mV}$

6. 解：$N=\dfrac{f_0}{25\ \mathrm{kHz}}=\dfrac{9\sim10\ \mathrm{MHz}}{25\ \mathrm{kHz}}=360\sim400$

$N=\dfrac{f_0}{10\ \mathrm{kHz}}=\dfrac{9\sim10\ \mathrm{MHz}}{10\ \mathrm{kHz}}=900\sim1000$

附件五
模拟考试题二答案

一、填空、选择(30分)

1. 放大；滤波；C'_{bc}；中和法、失配法

2. 大 ；第一级

3. 10^7；3×10^3；75×10^3；25；156×10^3；162×10^3

4. 27；等效电感

5. C；过压

6. 组合副波道

7. AGC　AFC　APC；相位

8. 直接式频率合成器(DS)间接式频率合成器(IS)直接数字式频率合成器(DDS)1 024/2^{10}kHz；$4\times1\ 024/2^{10}$kHz

9. 底部

10. $(\cos\Omega t+0.5\cos 2\Omega t)\cos\omega_c t$；$\cos\Omega t+0.5\cos 2\Omega t$

二、分析与计算

1. 解：$i_{Cmax}=\dfrac{I_{C0}}{\alpha_0(\theta)}=395.3\ \text{mA}$

$I_{c1}=i_{Cmax}\alpha_1(\theta)=172.3\ \text{mA}$

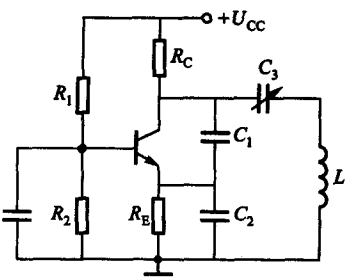
$P_1=\dfrac{1}{2}I_{c1}^2R_L=2.96\ \text{W}$

$P_0=I_{C0}U_{CC}=3.6\ \text{W}$

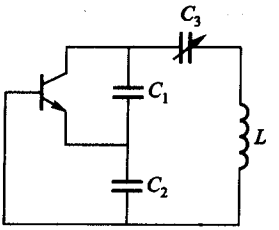
$\eta=\dfrac{P_1}{P_0}=72.2\%$

2. 解：

①



②



③ $f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}}$

3. 解：

$$N_F = \frac{1}{K_{pm}},\quad K_{pm} = \frac{P_{om}}{P_{im}},\quad P_{im} = \frac{U_s^2}{4R_s}$$

计算 P_{om}　$R_o = R_2 + (R_s + R_1) /\!/ R_3$，$P_{om} = \dfrac{U_o^2}{4R_o}$

$$U_o = \frac{U_s}{R_s + R_1 + R_3}\cdot R_3,\quad N_F = \frac{U_s^2}{R_s}\cdot\frac{R_o}{U_o^2} = \frac{R_2 + (R_s + R_1) /\!/ R_3}{R_s\left(\dfrac{R_3}{R_s + R_1 + R_3}\right)^2}$$

4. 解：① $u_{D1} = u_1 + u_2$　$u_{D2} = -u_1 + u_2$

$$i_{D1} = g_D k(\omega_1 t) u_{D1}$$

$$i_{D2} = g_D k(\omega_1 t + \pi) u_{D2}$$

$$i_O = i_{D1} - i_{D2} = g_D[K(\omega_1 t) + K(\omega_1 t + \pi)]u_1 + g_D[K(\omega_1 t) - K(\omega_1 t + \pi)]u_2$$

$$= g_D u_1 + g_D\left(\frac{4}{\pi}\cos\omega_1 t - \frac{4}{3\pi}\cos 3\omega_1 t + \cdots\right) u_2$$

② 混频时：$u_1 = u_L$，$u_2 = u_s$。$H(j\omega)$为 BPF，带宽为 B_s。$g_c = \dfrac{2}{\pi} g_D$。

③ 解调：$u_1 = u_c$，$u_2 = u_s$。$H(j\omega)$为 LPF，上限频率为 B_s。

5. 解：①

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC_Q}}\frac{1}{\sqrt{L\dfrac{C_O}{\left(1 + \dfrac{u_Q}{u_\varphi}\right)^2}}} = \frac{1 + \dfrac{u_Q}{u_\varphi}}{\sqrt{LC_O}} = \frac{1 + \dfrac{3}{0.6}}{\sqrt{2\times 10^6 \times 72\times 10^{-12}}}$$

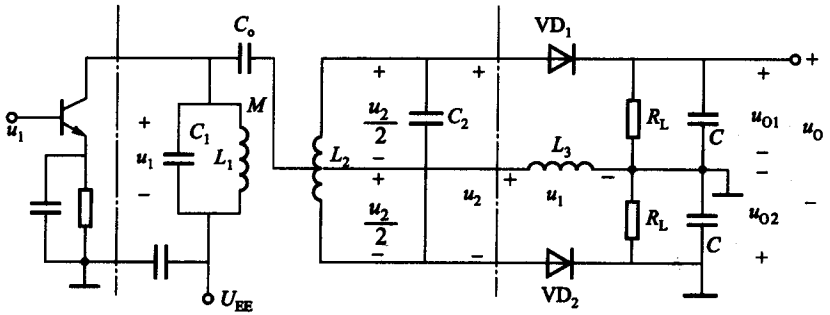
$$= \frac{6}{12\times 10^{-9}} \times 5\times 10^8 \text{Hz}$$

$$\Delta f_m = m\omega_c = \frac{10\times 10^{-3}}{3 + 0.6} \times 5\times 10^8 \text{Hz} = 1.39\ \text{MHz}$$

② $m_f = \dfrac{\Delta f_m}{F} = \dfrac{\Delta f_m}{10^3}$，$u_{FM} = \cos(2\pi \times 5 \times 10^8 + m_f \sin 2\pi \times 10^3 t)$V

③ $BW = 1$ MHz

$$u_O(t) = -S_D \Delta f(t) = -100\ \text{mV/MHz} \times (\Delta f_m \cdot \cos 2\pi \times 10^3 t)$$
$$= 139 \cos 2\pi \times 10^3 t\,\text{mV}$$



④

6. 解：$f_r = 0.1$ MHz；$M = \dfrac{f_c}{f_r} = 100$

$Nf_r = f_o - f_L$，$f_o = 40 + Nf_r$ （70 ~ 99.9 MHz）

$$N = \frac{30 \sim 59.9\ \text{MHz}}{f_r} = 300 \sim 599$$

附件六
模拟考试题三答案

一、填空(30分)

1. 2×10^8 rad/s；2.5 kΩ；2×10^6 rad/s
2. 300 kHz ~ 3 MHz；$10^2 \sim 10^3$ m；地波、天波
3. 23.8 pW
4. 欠压；弱过压(临界)
5. 电感；选频短路线
6. $\omega_c \pm \Omega$、$3\omega_c \pm \Omega$、$5\omega_c \pm \Omega\cdots$
7. 振幅
8. 组合副波道
9. $U_c \cos(2\pi\times10^7\, t + 7.5 \sin 2\pi\times10^4\, t)$
10. 22 kHz；10 kHz；10

二、分析、计算

1. 解：① U_b↑，工作在过压状态，输出功率几乎不变；

② 回路失谐，工作在欠压状态，P_c↑，有可能烧坏晶体管；用交流电压表测输出电压指示调谐，电压表最大表示谐振。

③ U_{BB}↓同时 U_b↑

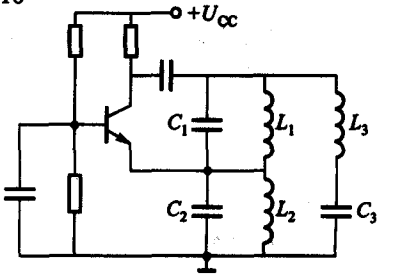
2. 解：

$$f_{02}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}=\frac{1}{2\pi\times\sqrt{10\times10^{-6}\times10\times10^{-12}}}=\frac{1}{2\pi\times10^{-8}}=\frac{10^8}{2\pi}$$

$f_{02}<f_0$，f_{02}回路呈容性；

则 $f_{01}<f_0$，f_{01}回路呈容性；$f_{03}<f_0$，f_{03}回路呈感性。

$$f_{01}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C_1}};\quad f_{03}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_3C_3}}$$



3. 解：$g_m = \frac{di}{du} = 2I_s\left(1 - \frac{u}{U_p}\right)\cdot\left(-\frac{1}{U_p}\right) = 4\left(1 - \frac{u}{U_p}\right)\text{mS}$

① $g_m(t) = 4\left(1 + \frac{-1 + \cos\omega_L t}{2}\right)$　　$g_c = \frac{1}{2}g_m = 1$

$i_I = 0.5\cos\Omega t\cos\omega_I t\text{mA}$

② $g_{m1} = 2 \times \alpha_1(90°) = 1\text{mS}$　　$g_c = 0.5\ \text{mS}$

$i_I = 0.25\cos\Omega t\cos\omega_I t\text{mA}$

4. 解：① $u_{D1} = u_\Omega + u_c$　　$u_{D2} = -u_\Omega + u_c$

$i_{D1} = g_D K(\omega_c t)u_{D1}$　　$i_{D2} = g_D K(\omega_c t)u_{D2}$

$i_0 = i_{D1} - i_{D2} = g_D K(\omega_c t)(u_\Omega + u_c) - g_D K(\omega_c t)(-u_\Omega + u_c)$

$= 2g_D\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_c t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_c t + \cdots\right)u_\Omega$

该电路可以完成 DSB 调制的功能。

② $u_{D1} = u_\Omega + u_c$　　$u_{D2} = -u_c + u_\Omega$

$i_{D1} = g_D K(\omega_c t)u_{D1}$

$i_{D2} = g_D K(\omega_c t + \pi)u_{D2}$

$i_0 = i_{D1} - i_{D2} = g_D\left(\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_c t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_c t + \cdots\right)(u_\Omega + u_c)$

$- g_D\left(\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi}\cos\omega_c t + \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_c t + \cdots\right)(-u_c + u_\Omega)$

$= g_D u_c + g_D\left(\frac{4}{\pi}\cos\omega_c t - \frac{4}{3\pi}\cos 3\omega_c t + \cdots\right)u_\Omega$

该电路可以完成 AM 调制的功能。

5. 解：① $k_f = 100\ \text{kHz/V}$

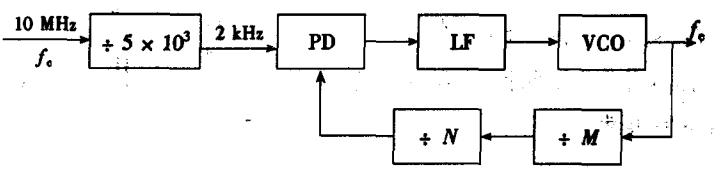
② $\Delta f_m = k_f U_\Omega = 50\ \text{kHz}$

$B_s = 2(\Delta f_m + F) = 104\ \text{kHz}$

③ $m_f = \frac{\Delta f_m}{F} = 25$

$u_{FM}(t) = U_c\cos(2\pi \times 10^7 t + 25\sin(4\pi \times 10^4 t))$

6. 解：



$f_o = N \times 20\ \text{kHz}$

$N = 45 \sim 500$